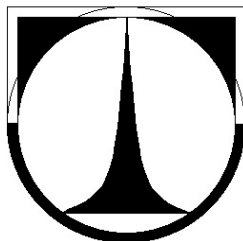


TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

**Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských
studií**



Diplomová práce

Návrh a realizace elektroniky pro semiaktivní systém potlačení přenosu vibrací pomocí piezoelektrického elementu

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: 2612T Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: 3906T001 Mechatronika

**Návrh a realizace elektroniky pro semiaktivní systém potlačení
přenosu vibrací pomocí piezoelektrického elementu**

**Design and realization of electronics for the semiactive
vibration control system with a piezoelectric element**

Diplomová práce

Autor:	Miloš Kodejška
Vedoucí práce:	Doc. Ing. Pavel Mokrý, Ph.D.
Konzultant:	Ing. Tomáš Sluka

Liberec 29.3. 2007

zadání

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé diplomové práce a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užít své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum

Podpis

Poděkování

Rád bych tímto poděkoval Doc. Pavlovi Mokrému, Ph.D a Ing. Tomáši Slukovi za jejich pomoc při realizaci diplomové práce. Dále děkuji všem přátelům a kamarádům ze školy a z kolejí, díky kterým bylo období strávené zde v Liberci pro mne nezapomenutelnou životní etapou. Především ale patří dík mým rodičům a sestře, za jejich morální a finanční podporu. Děkuji.

Anotace

Diplomová práce je zaměřena na vývoj moderní metody potlačování přenosu vibrací pomocí řízení elastických vlastností piezoelektrik. Východisko diplomové práce je založeno na metodě stabilizace systému pro potlačení přenosu vibrací pomocí počítače. Cílem diplomové práce je navrhnout a realizovat elektroniku pro semiaktivní systém tlumení vibrací, která se skládá z analogového obvodu, jež je schopen měnit elastické vlastnosti piezoelektrického elementu a je digitálně řízen jednočipovým mikroprocesorem ATMEL Atmega8 tak, aby reagoval na příslušné změny v prostředí, aby byl vždy automaticky přeladěn potřebným způsobem a potlačení přenosu vibrací bylo stále maximální. Zmiňované zásahy do nastavení analogového obvodu se dějí prostřednictvím řízení dvou digitálních potenciometrů AD8400, jež s mikroprocesorem komunikují pomocí rozhraní SPI. Tyto potenciometry jsou řízeny dle algoritmu, který je implementován v softwaru mikroprocesoru, jež byl vytvořen v aplikaci AVR studio 4. Veškerá zmíněná elektronika je poté integrována na desku plošných spojů, která byla navržena v aplikaci EAGLE 4.16. Vývoj navrženého elektronického systému je zdokumentován v praktické části diplomové práce a funkčnost celého systému je v poslední části diplomové práce ověřena měřením.

Annotation

The Diploma Thesis is focused on the research and development of modern vibration control method using the control of piezoelectric material elastic properties. Starting point of the Thesis is based on a method for the vibration control system stabilization using a personal computer. The goal of the Thesis is a design and realization of electronics for the vibration control system, which consists of an analogue circuit for tuning the elastic properties of piezoelectric elements, and the ATMEL Atmega8 microprocessor, which readjusts the analog circuit for keeping the maximal vibration reduction in changing working conditions of the system. The changes applied to the analogue circuit adjustment are realized by means of two AD8400 digital potentiometers, which communicate with the microprocessor via SPI interface. The potentiometers are controlled by an algorithm stored in the microprocessor. The software was developed in AVR Studio 4 and the analogue circuits were integrated on printed circuit board designed in EAGLE 4.16. Finally, the measurements that proved the functionality of the system have been made.

OBSAH:

Úvod	9
1 Teoretická část	11
1.1 Piezoelektrické materiály - jejich základní vlastnosti a použití.....	11
1.2 Aktivní metody tlumení přenosu vibrací – srovnání	13
1.3 Řízení elastických vlastností piezoelektrik pomocí NC obvodu	15
1.3.1 Obvod H	17
1.3.2 Obvod S	18
1.4 Stabilita metody PSD.....	20
1.5 Stabilizace metody PSD	24
2 Praktická část.....	29
2.1 Stabilizace metody PSD pomocí mikropočítače.....	29
2.1.1 Realizace NC obvodu	32
2.1.2 Realizace obvodu pro snížení odporu digitálního potenciometru	33
2.1.3 Realizace přizpůsobení vstupních signálů portu mikroprocesoru	35
2.1.4 Realizace elektroniky pro vyhodnocení potlačení přenosu vibrací	36
2.1.5 Mikroprocesor ATMEL Atmega8	38
2.1.6 Digitální potenciometr AD8400	40
2.1.7 Algoritmus pro měření fázového posuvu vstupních signálů	42
2.1.8 Vývojový diagram	43
2.2 Realizace elektroniky na nepájivém poli	45
2.3 Realizace elektroniky na desce plošných spojů.....	46
2.4 Měření.....	48
2.4.1 Měření přenosu vibrací v časové oblasti	49
2.4.2 Měření přenosu vibrací ve frekvenční oblasti	50
Závěr:.....	51
Literatura	52
Seznam příloh	53

Seznam použitých symbolů a zkratk

TR	–	T ransmissibility – přenos vibrací
PSD	–	P iezoelectric S hunt D amping - tlumení piezoelektrikem s paralelním obvodem
NC	–	N egative C apacitance – záporná kapacita
SCK	–	S ignal C lock – signál hodin
CLK	–	C lock – signál hodin
SDI	–	S ignal D ata I n – datový signál vstupu
MOSI	–	M aster out S lave in – pin pro mikroprocesorem odesílaná data
MSB	–	M ost S ignificant B it – nejvýznamnější bit
LSB	–	L east S ignificant B it – nejméně významný bit
SPI	-	S erial P eripheral I nterface – sériové rozhraní
C_s	–	kapacita piezoelektrického elementu
C	–	externí kapacita NC obvodu
Y	–	Youngův modul pružnosti piezoelektrického elementu s připojeným NC obvodem.
Y_0	–	Youngův modul pružnosti piezoelektrického elementu bez připojeného NC obvodu.
β	-	Přenos zpětné vazby zpětnovazebního obvodu.
LP	–	Dolní propust
HP	–	Horní propust

Úvod

V současné době, kdy jsme svědky značného rozvoje průmyslu v nejrůznějších odvětvích, se velmi často vyskytuje nutnost izolovat vibrující části zařízení, a to z mnoha důvodů. Například v automobilovém průmyslu, kde je v důsledku celé řady výrobců trh značně nasycen, rostou neustále nároky zákazníků na komfort a pohodlí cestování. Při jízdě se přenášejí vibrace z náprav a z motoru automobilu na karoserii a dále na prvky interiéru, což vede ke vzniku a šíření hluku. Tlumením přenosu vibrací lze zabránit šíření tohoto hluku. Dále lze obecně říci, že v důsledku tlumení přenosu vibrací dochází k prodloužení životnosti izolovaných i vibrujících částí. Právě tak je možné nalézt celou řadu aplikací tlumení přenosu vibrací a výhod, jež s sebou přináší, také v leteckém průmyslu, armádní technice, v oblasti nanotechnologií a další.

V dnešní době jsou nejrozšířenější pasivní metody tlumení přenosu vibrací, které využívají různých pryží, soustav pružin a tlumičů. Nevýhodou těchto systémů jsou však jejich značné rozměry, velká hmotnost a neschopnost potlačovat nízké frekvence. Proto se v poslední době začaly objevovat aktivní metody tlumení přenosu vibrací. U těchto metod bývá často využíváno piezoelektrických převodníků, kdy vždy jeden převodník pracuje jako senzor a druhý jako aktuátor. Oproti pasivním metodám je zde výhodou velmi rychlá odezva, vysoká efektivita a nízká hmotnost.

Požadavky dnešní doby vedou ovšem k zaměření lidské činnosti na vývoj nových metod. Novou metodou aktivního tlumení přenosu vibrací je nedávno objevená metoda řízení elastických vlastností piezoelektrických materiálů, které je věnována tato diplomová práce. Je zde použit pouze jediný převodník, u kterého je využíváno přímého i nepřímého piezoelektrického jevu zároveň a lze dosáhnout toho, že se piezoelektrický element vlivem vstupních vibrací volně deformuje jako nekonečně měkký. Pomocí této metody lze teoreticky tlumit celé frekvenční pásmo vibrací a odpadá zde nutnost snímání a složitého vyhodnocování vstupních vibrací a energeticky náročného generování vibrací v protifázi, jako je tomu u dnes používaných aktivních metod tlumení přenosu vibrací. Tyto metody jsou porovnány v kapitole 1.2

Metoda řízení elastických vlastností piezoelektrických materiálů má tedy oproti dnešním metodám řadu výhod, a je proto velmi pravděpodobné, že v budoucnu zaujme

v této problematice dominantní postavení. Než však nalezne své uplatnění v praxi, je třeba vyřešit následující problémy :

- 1) Vývoj metody zatím dospěl do fáze, kdy lze tlumit velmi široké pásmo frekvencí vibrací, ovšem lze vždy potlačit pouze jedinou frekvenci, na kterou je obvod, jež realizuje ovládání tuhosti elementu, naladěn. Lze tedy velmi efektivně tlumit harmonické vibrace určité frekvence, ale není zatím možné tlumit vibrace s širokým spektrem frekvencí, které se v prostředí, kde žijeme vyskytují (např. šum). Úkolem je tedy vyvinout a doplnit do celého systému takový funkční blok, který zajistí, aby bylo možné tlumit vibrace v široké frekvenční oblasti.
- 2) Obvod, kterým lze ovládat tuhost piezoelektrického elementu tvoří elektrické zapojení s operačním zesilovačem, který je napájen napětím $\pm 15V$. Tímto rozkmitem 30 Voltů, lze dosáhnout mechanického posunutí piezoelektrického materiálu řádově v jednotkách μm . Aby bylo možné tlumit přenos vibrací větší amplitudy, je třeba zajistit rozkmit napětí řádově ve stovkách voltů. Výstupní napětí je tedy třeba zesílit a v obvodu vytvořit pomocí děličů napětí zpětnou vazbu.
- 3) Metoda je velmi citlivá na správné nastavení zmiňovaného obvodu. Je-li obvod optimálně naladěn, potlačení přenosu vibrací je téměř úplné. Po krátké době však vlivem, třeba jen nepatrné změny teploty v prostředí, přenos vibrací velmi znatelně vzroste a efektivita tudíž klesne. Bylo tedy třeba vyvinout zařízení které je schopno systém stabilizovat tak, aby byla efektivita tlumení přenosu stále maximální. Řešení tohoto problému je podrobně popsáno v této diplomové práci.

Na Technické univerzitě v Liberci, na Fakultě mechatroniky a mezioborových inženýrských studií, byl vyvinut způsob stabilizace metody digitálním řízením parametrů analogového obvodu s operačním zesilovačem, pomocí počítače. V tomto bodě navazuje diplomová práce svou praktickou částí, která se zabývá stabilizací metody pomocí mikropočítače. Odtud také plyne hlavní přínos této diplomové práce. Pro zavedení metody do praxe a její uplatnění v celé řadě aplikací, je totiž nezbytné, aby počítač nebyl nutnou součástí systému pro tlumení přenosu

vibrací, a aby bylo možné vytvořit kompaktní elektroniku, která bude tvořena jedinou deskou plošných spojů, kde bude integrována analogová část elektroniky, která realizuje ovládání tuhosti piezoelektrického elementu a zároveň digitální část, jež realizuje stabilizaci tohoto analogového obvodu.

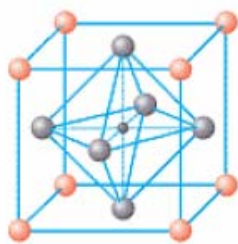
1 Teoretická část

Úvodní kapitola teoretické části (kapitola 1.1) bude věnována piezoelektrickým materiálům, jejich základním vlastnostem, přímému a nepřímému piezoelektrickému jevu, který je možné u těchto materiálů pozorovat a jejich uplatnění v nejrůznějších odvětvích průmyslu, vědy a výzkumu. Následující kapitola (1.2) se bude zabývat srovnáním v současné době již běžně používaných metod pro aktivní potlačení přenosu vibrací, s moderní metodou pro potlačení vibrací pomocí řízení elastických vlastností piezoelektrik. Způsobu, kterým je možné řídit elastické vlastnosti, konkrétně Youngův modul pružnosti, bude věnována kapitola (1.3). V kapitole (1.4) bude rozebrána metoda řízení elastických vlastností piezoelektrického elementu z hlediska stability a v závěrečné kapitole (1.5) bude potom zdůvodněna nutnost a vysvětlen způsob stabilizace tohoto systému, pomocí počítače.

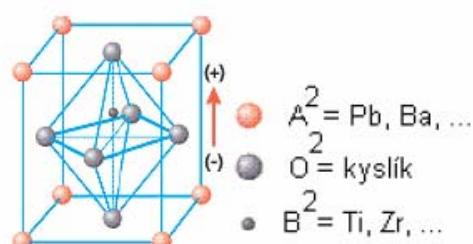
1.1 Piezoelektrické materiály - jejich základní vlastnosti a použití

V roce 1880 byla u monokrystalu turmalínu objevena bratry Pierrem a Jacquesem Curiovými lineární závislost mezi mechanickými a elektrickými vlastnostmi. Tento jev se nazývá piezoelektrický. [1] Piezoelektrické materiály řadíme mezi pevné látky. Krystalické materiály lze rozdělit podle jejich krystalografické symetrie do 32 tříd, z nichž pouze 20 je piezoelektrických. Materiál se totiž řadí mezi piezoelektrika tehdy, když jeho krystalová mřížka nemá střed symetrie. Důležitým parametrem pro piezoelektrické materiály je Curierova teplota Θ_c . Při překročení této teploty ztrácí krystal schopnost spontánní polarizace (viz obrázek 1-1a). Často používaným piezoelektrickým materiálem jsou keramiky, obvykle s perovskitovou krystalovou strukturou. Pro tlumení vibrací je nejrozšířenějším materiálem feroelektrická keramika PZT, jejíž chemický vzorec je $\text{PB}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$. PZT je navíc pro ovlivnění vlastností

upravena malým množstvím příměsí (železo, niob, wolfram). Výhody PZT spočívají ve vysoké generující síle, rychlé časové odezvě a přesném posunutí. [1]



Obrázek 1 – 1a Struktura krystalové mřížky PZT po překročení Curierovy teploty, kubická soustava . (Převzato z [1])



Obrázek 1 – 1b Struktura krystalové mřížky PZT při nižší teplotě, nežli je Curierova. Krystal má elektrický dipól, tetragonální soustava. (Převzato z [1])

Piezoelektrické materiály mají tu vlastnost, že u nich dochází při jejich silovém namáhání (v tahu, tlaku, ohybu či krutu) k elektrické polarizaci a na jejich povrchu se tvoří náboj, který je tomuto namáhání úměrný. Tento jev se nazývá přímý piezoelektrický jev. Matematicky jej lze vyjádřit pomocí rovnice :

$$D_k = d_{ijk} \cdot T_{ij} + \varepsilon_{kj} \cdot E_j \quad \text{kde } i, j = 1, 2, 3 \quad (1)$$

kde D_k je elektrická indukce, T_{ij} je tenzor mechanického napětí, E_j elektrické pole, d_{ijk} je tenzor piezoelektrických koeficientů, jež obsahuje 18 nezávislých prvků a ε_{ij} je tenzor permitivity, jež obsahuje 6 nezávislých prvků a charakterizuje elektrické vlastnosti piezoelektrických materiálů. [2]

Naopak po přiložení elektrického pole na piezoelektrický vzorek se krystal mechanicky deformuje. Tvar této deformace, to znamená jedná-li se o deformaci podélnou, případně deformaci v ohybu či krutu, záleží na směru růstu krystalu, řezu krystalem a na umístění elektrod. Tento jev se nazývá převrácený piezoelektrický jev a matematicky jej lze popsat pomocí následující rovnice:

$$S_{ij} = s_{ijkl} \cdot T_{kl} + d_{ijk} \cdot E_k \quad \text{kde } i, j = 1, 2, 3 \quad (2)$$

kde S_{ij} je tenzor elastické deformace, T_{kl} je tenzor mechanického napětí a s_{ijkl} tenzor elastických poddajností.

Materiálů s těmito vlastnostmi je v současné době využíváno v nejrůznějších odvětvích lidské činnosti. V lékařství, v diagnostických zařízeních, jako je například ultrazvuk, kde je vysílán do snímané oblasti těla akustický signál a na základě odražených signálů je vyhodnocen a sestaven obraz, ve vojenském průmyslu, například v sonarech, které pracují na obdobném principu, v automobilovém průmyslu, v systémech přímého vstřikování (mikropumpa), u rezonančních snímačů neelektrických veličin, u nichž je měřená veličina, např. hmotnost nebo viskozita, vyhodnocována na základě změny rezonanční frekvence, u piezoelektrických motorků, jež se používají např. pro zaostřování optiky fotoaparátů a kamer, u rezonátorů, které se používají pro stabilizaci kmitočtu zdrojů a konečně také mimo jiné v aktivních metodách potlačení hluku a přenosu vibrací.[2]

1.2 Aktivní metody tlumení přenosu vibrací – srovnání

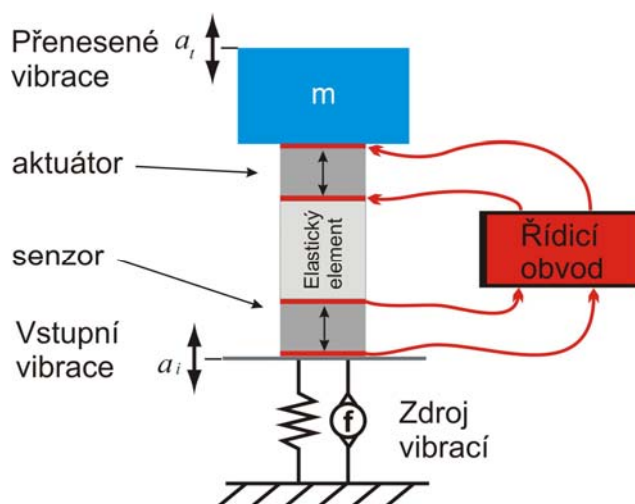
Pojem “ přenos vibrací “ lze definovat jako schopnost systému přenést vibrace z jedné části na druhou. Tento přenos lze charakterizovat vztahem :

$$TR = \left| \frac{a_t}{a_i} \right| \quad (3)$$

tedy jako poměr zrychlení přeneseného systémem ku zrychlení, jež do systému vstupuje. Obě tato zrychlení jsou vztažena vzhledem k referenčnímu bodu, vůči kterému chceme mít tlumenou část v klidu. Při tlumení vibrací je tedy snahou, aby byl přenos TR nulový.

Aktivní metody pro potlačení přenosu vibrací, které jsou v současné době používány (viz. Obrázek1-2), fungují principiálně na bázi generování vibrací stejné amplitudy, ale opačné fáze než mají vstupní vibrace. U této metody je jeden piezoelektrický prvek využíván jako senzor vstupních vibrací (jejichž přenos na tlumenou hmotu se snažíme eliminovat) a druhý prvek pracuje jako aktuátor. Vstupní vibrace jsou snímány senzorem a následně zpracovány řídicím obvodem, který na jejich základě generuje budící signál pro aktuátor. Při správném řízení interferují

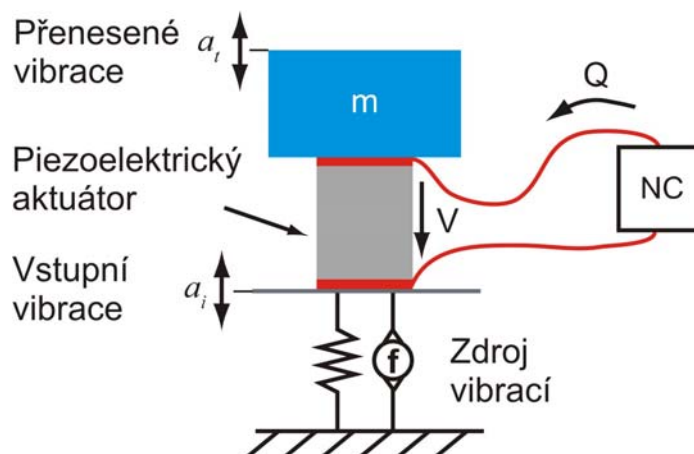
generované vibrace se vstupními takovým způsobem, že dojde k utlumení nebo výraznému ovlivnění přenosu těchto vstupních vibrací. Tato metoda však klade vysoké nároky na rychlost vyhodnocování vstupního signálu a energetickou náročnost, která plyne z nutnosti buzení aktuátoru. Nevýhodou proto bývá rozsáhlá a náročná elektronika řídicího obvodu.



Obrázek 1 – 2 klasická metoda tlumení přenosu vibrací

Druhá metoda pro tlumení přenosu vibrací, kterou se budu nadále v této diplomové práci zabývat, principiálně funguje na základě nedávno objevené metody řízení elastických vlastností piezoelektrik (dále jen PSD – **P**iezoelectric **S**hunt **D**amping). Metoda PSD umožňuje připojením obvodu, který realizuje tzv. zápornou kapacitu (dále jen NC obvod – **N**egative **C**apacitance), teoreticky libovolně ovládat tuhost piezoelektrického prvku. Je zřejmé, že v případě, kdy bychom dosáhli nulové tuhosti piezoelektrického prvku, který by se vlivem vstupních vibrací deformoval jako nekonečně měkký, veškeré vstupní vibrace by byly tímto prvkem absorbovány a jejich přenos by byl nulový.

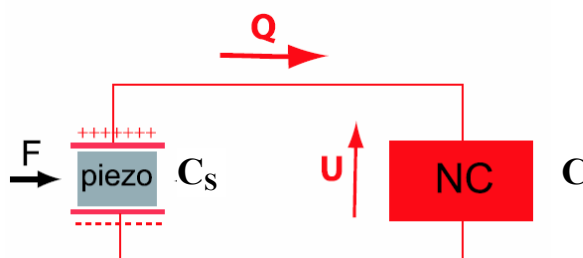
Nespornou výhodou této metody je fakt, že pro její funkci je nezbytné použít pouze jediný piezoelektrický prvek, u kterého je využíváno přímého a nepřímého piezoelektrického jevu zároveň a funguje tedy jako senzor a aktuátor současně v každém okamžiku. Další výhodou oproti výše popsané metodě je vysoká účinnost i při potlačování nízkých frekvencí, nízká energetická náročnost a jednoduchá elektronika řízení.



Obrázek 1 – 3 Nová metoda pro tlumení přenosu vibrací pomocí řízení elastických vlastností piezoelektrického elementu.

1.3 Řízení elastických vlastností piezoelektrik pomocí NC obvodu

NC obvody mohou pracovat ve dvou režimech. Obvod, jež způsobuje zvýšení tuhosti piezoelektrického elementu je označován jako obvod H (Hard), zatímco obvod změkčující piezoelement je označován jako obvod S (Soft). Při tlumení hluku, nebo vibrací dochází k deformaci elementu jednak vlivem mechanického namáhání, ale také vlivem nepřímého piezoelektrického jevu, který je způsoben přivedením napětí na svorky elementu z paralelně připojeného NC obvodu (viz. obrázek 1 - 4). Výsledná deformace elementu je dána součtem obou těchto příspěvků. [3] V případě obvodu H se obě tyto deformace odečtou, element se chová jako nekonečně tvrdý a jako takový odráží veškerý zvuk (používá se pro tlumení hluku). V případě obvodu S se naopak element volně deformuje jako nekonečně měkký a veškeré vibrace pohlcuje.



Obrázek 1 – 4 : Piezoelektrický element s paralelně připojeným NC obvodem. C_s – kapacita elementu, C – externí kapacita NC obvodu. (Převzato z [3])

Tuhost piezoelektrického vzorku je možné vyjádřit pomocí Youngova modulu pružnosti následujícím způsobem [1] :

$$\frac{Y}{Y_0} = \frac{1}{1 - \frac{k^2}{1 + \alpha}} \quad (4)$$

kde Y/Y_0 je poměr efektivní hodnoty Youngova modulu piezoelektrického prvku s připojeným NC obvodem a hodnoty Youngova modulu bez NC obvodu, k je koeficient elektromechanické vazby ($0 < k < 1$) a $\alpha = C/C_s$, kde C je kapacita NC obvodu a C_s kapacita piezoelektrického elementu.

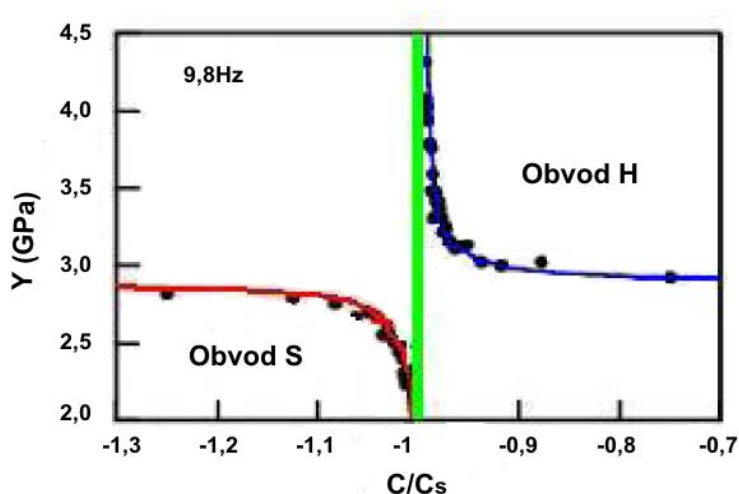
Po úpravě získáváme vztah :

$$Y = Y_0 \left(1 + \frac{k^2}{1 - k^2 + C/C_s} \right) \quad (5)$$

Z uvedeného vztahu je zřejmé, že aby obvod tuhost piezoelektrického elementu snižoval, tj. aby $Y < Y_0$, musí ležet koeficient $\alpha = C/C_s$ v intervalu $(-\infty ; -1)$. Tuto podmínku realizuje obvod S. Extrémní situace, kdy je Youngův modul piezoelektrického elementu nulový, nastane v případě, kdy $C = -C_s$, neboť platí :

$$Y=0 \Leftrightarrow C = -C_s \quad (6)$$

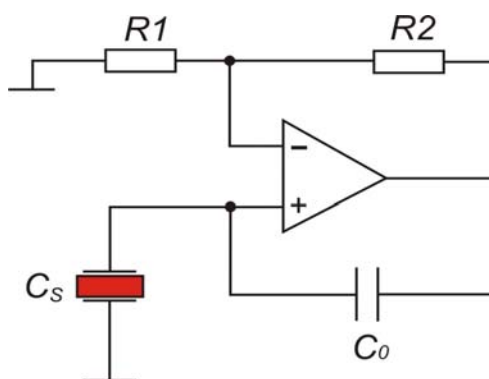
Naopak, aby došlo ke zvýšení tuhosti elementu, tj. aby $Y > Y_0$, musí se koeficient α nacházet v intervalu $(k^2 - 1 ; \infty)$. Tato podmínka je realizována obvodem H. Oba režimy jsou zobrazeny na obrázku 1-5. [1]



Obrázek 1 – 5 : Závislost Youngova modulu pružnosti piezoelektrického elementu s připojeným NC obvodem na poměru C/C_s . (Převzato z [1])

1.3.1 Obvod H

Jak je vidět na obrázku 1-6, Obvod H je realizován pomocí operačního zesilovače, jehož zpětná vazba na invertující vstup je tvořena odporovým děličem, zatímco zpětná vazba na neinvertující vstup je tvořena kapacitou zpětnovazebního kondenzátoru C_0 a kapacitou piezoelektrického elementu C_S . Tyto kapacity spolu s odporovým děličem tak vytvářejí vlastně impedanční můstek, který je napájen z výstupu operačního zesilovače a jehož střední uzly jsou přivedeny na vstupy tohoto zesilovače.

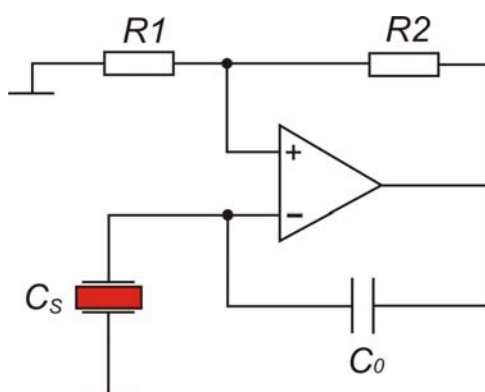


Obrázek 1 – 6 : Obvod H

Pro správnou funkci obvodu je nezbytné, aby byl tento můstek správně vyvážen, pokud možno pro co nejširší frekvenční pásmo. Jakékoli výstupní napětí je totiž potom děliči poděleno a přivedeno na vstupy operačního zesilovače ve stejném poměru, na obou vstupech jsou stejné potenciály a mezi nimi je tedy virtuální nula. V okamžiku, kdy je vlivem vnější síly piezoelektrický element stlačením deformován, vzroste v důsledku přímého piezoelektrického jevu napětí na neinvertujícím vstupu. V tomto okamžiku je na neinvertujícím vstupu vyšší potenciál, než na invertujícím a mezi vstupy se objeví kladné napětí, které je operačním zesilovačem zesilováno. Operační zesilovač zvyšuje své výstupní napětí až do okamžiku, kdy v důsledku tohoto zvyšování vzroste potenciál na středním uzlu odporového děliče ve zpětné vazbě invertujícího vstupu na stejnou hodnotu, jako má právě potenciál neinvertujícího vstupu. Poté jsou opět na obou vstupech shodné potenciály a mezi vstupy je virtuální nula. Toto zvýšení výstupního napětí se však projevilo také přes zpětnou vazbu vzrůstem napětí na svorkách piezoelektrického elementu, který se vlivem nepřímého piezoelektrického jevu deformoval. Tato deformace je však právě opačného charakteru, nežli byla deformace, která celý popsáný děj vyvolala. Jak je vidět, lze tedy teoreticky dosáhnout toho, že se element vlivem vnější síly nedeformuje a chová se jako nekonečně tvrdý.

1.3.2 Obvod S

Obvod pracuje na stejném principu, jako bylo popsáno v předchozí kapitole u obvodu H, ovšem s tím rozdílem, že deformace piezoelektrického elementu, která je způsobena mechanickým namáháním vnější silou a deformace způsobená NC obvodem vlivem nepřímého piezoelektrického jevu tohoto elementu, mají stejné znaménko. Piezoelektrický element se tedy vlivem vnější síly volně deformuje, jako nekonečně měkký.



Obrázek 1 – 7 : Obvod S

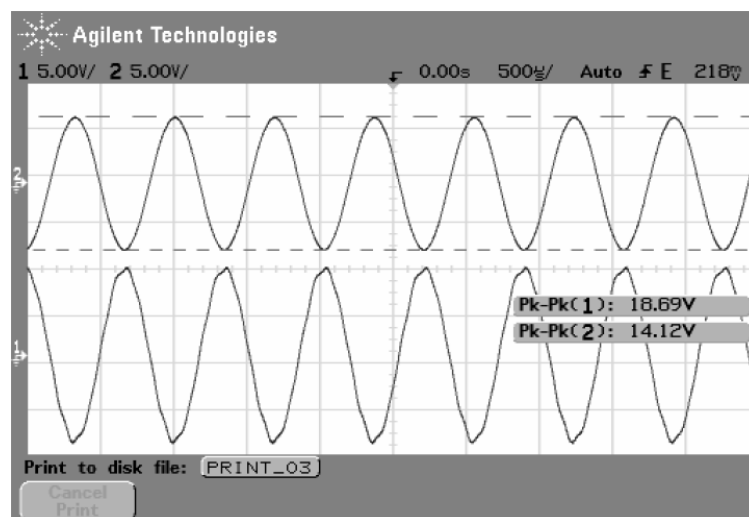
Kapacitu obou těchto obvodů lze charakterizovat vztahem :

$$C = -C_0 \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (7)$$

Abychom dosáhli nulového Youngova modulu pružnosti piezoelektrického elementu, musí být vhodně zvolen kondenzátor C_0 . Vzhledem k ekvivalenci uvedené ve vztahu (6) dostáváme po dosazení za $C = -C_s$ pro kapacitu C_0 následující vztah :

$$C_0 = C_s \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (8)$$

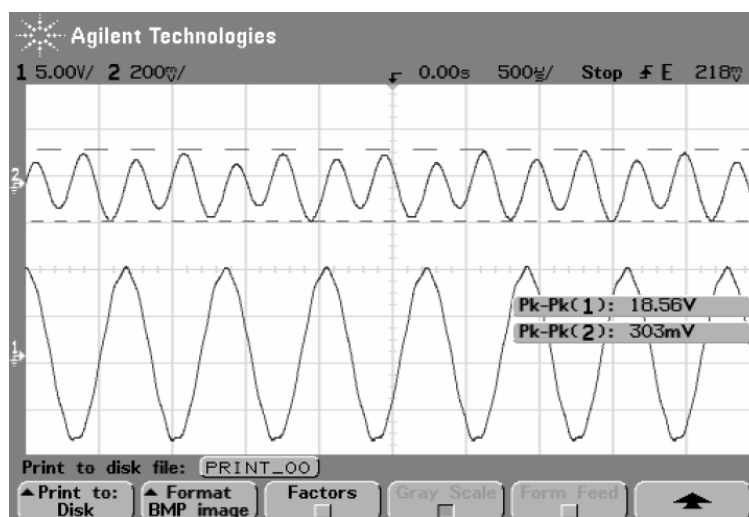
Na závěr této kapitoly velmi dobře poslouží pro demonstraci funkce NC obvodu obrázky z měření, jež je převzato z práce [1]. V případě obou obrázků představují spodní signály amplitudu vstupních vibrací (channel 1), zatímco horní signály amplitudu přenesených vibrací (channel 2). Na obrázku 1-8 vidíme signály při vypnutém NC obvodu a na obrázku 1-9 stejnou situaci při zapnutém obvodu.



Obrázek 1 – 8 : Přenos vibrací s vypnutým NC obvodem typu “S” . (Převzato z [1])

Z obrázku 1-9 je zřejmé, že u přenesených vibrací byla potlačena první harmonická, a mají nyní frekvenci vyšších harmonických (zdroj vibrací negeneruje vibrace ideálně sinusového průběhu, který by měl jedinou harmonickou). Amplituda tohoto signálu se však po zapnutí NC obvodu snížila ze 14.12V na 303mV, což odpovídá přenosu:

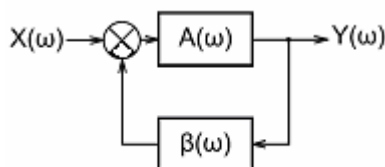
$$TR = 20 \log \frac{0,303}{14,2} = -33,42dB \quad (9)$$



Obrázek 1 – 9 : Přenos vibrací se zapnutým NC obvodem typu “S” (Převzato z [1])

1.4 Stabilita metody PSD

Jedním z problémů, který je u metody PSD nutno řešit, je její značná citlivost na měnící se vlastnosti prostředí, zejména potom na změnu teploty. Řešení ovládání tuhosti piezoelektrického elementu, které je vysvětleno v předchozích dvou kapitolách, úplně postrádá jakýkoliv způsob stabilizace této metody, což se projevuje značnou nestálostí přenosu vibrací. Obvod dosahuje bezprostředně po jeho správném naladění téměř úplného potlačení vibrací, ovšem po krátké době, vlivem byť jen nepatrné změny prostředí, není již toto nastavení optimální a přenos značně vzroste. V této a příští kapitole proto budou popsány obvody, jež realizují zápornou kapacitu, z hlediska jejich stability.



Obrázek 1 – 10 : schéma systému se zpětnou vazbou

Na obrázku 1-10 je zobrazeno schéma systému se zpětnou vazbou. Přenos takového obvodu je dán vztahem :

$$\frac{Y}{X} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (10)$$

Ze vztahu (10) je zřejmé, že musí platit podmínka, která je dána výrazem $A\beta \neq 1$. Nyquistovo kritérium stability hovoří o tom, že obvod se zpětnou vazbou je stabilní tehdy, když orientovaná křivka přenosu β leží v komplexní rovině celá po levé straně bodu $(1;j0)$. Na mezi stability se obvod nachází v případě že křivka tímto bodem prochází a nestabilní je obvod v případě, že se křivka nachází po pravé straně tohoto bodu. [12]

Předpokládáme- li ideální operační zesilovač s nekonečným zesílením, redukuje se nám vztah (10) na následující vztah :[3]

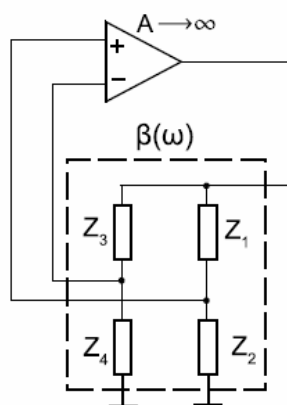
$$\frac{Y}{X} = \frac{1}{\beta} \quad (11)$$

Formulace Nyquistova kritéria stability modifikovaná pro případ nekonečného zesílení tedy hovoří o tom, že orientovaná křivka přenosu β musí ležet celá po levé straně bodu $(0;j0)$. Tato podmínka je ekvivalentní s tvrzením, že pro splnění podmínky stability obvodu musí být reálná část přenosu β záporná.

$$\operatorname{Re} \beta(\omega) < 0$$

Jak jsem již uvedl v kapitole 1.3.1, NC obvody jsou realizovány operačním zesilovačem, jehož zpětnou vazbu tvoří impedanční můstek. Takové zapojení operačního zesilovače s obecnými impedancemi vidíme na obrázku 1-11. Z tohoto obrázku je zřejmé, že pro přenos zpětné vazby β platí následující výraz:

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \quad (12)$$



Obrázek 1 – 11 : Zpětnovazební obvod s operačním zesilovačem (Převzato z [3])

Vstupním signálem, s nímž zesilovač operuje, je rozdíl potenciálů na jeho neinverujícím a invertujícím vstupu. Je-li časová závislost výstupního napětí operačního zesilovače dána vztahem $V_{out}(t) = V_{out} \cos(\omega t)$, je z obrázku 1 – 11 zřejmé, že pro tento rozdíl platí vztah:

$$V_{IN}^+(t) - V_{IN}^-(t) = \operatorname{Re} \left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \cdot V_{out}(t) - \operatorname{Re} \left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) \cdot V_{out}(t) \quad (13)$$

$$V_{IN}^+(t) - V_{IN}^-(t) = \operatorname{Re} \left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) \cdot V_{out}(t) \quad (14)$$

kde V_{IN}^+ je potenciál na neinvertujícím vstupu, V_{IN}^- potenciál na inverujícíím vstupu a V_{out} potenciál na výstupu operačního zesilovače.

Na základě znalosti funkce operačního zesilovače můžeme říci, že je obvod stabilní tehdy, když je okolním obvodem vždy přiveden kladnější potenciál na vstup s opačným znaménkem, než je znaménko polaritý výstupního napětí. To znamená, že při kladném napětí na výstupu operačního zesilovače musí být kladnější potenciál na jeho invertujícíím vstupu než na neinvertujícíím a naopak. Ke splnění popisované podmínky dochází vždy, když platí následující nerovnost :

$$\operatorname{Re}\left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}\right) < \operatorname{Re}\left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}\right) \quad (15)$$

Všimněme si, že v případě platnosti podmínky (15) bude vždy výsledná hodnota vztahu (12) záporná. Jedná se o tzv. zápornou zpětnou vazbu a obvod je stabilní. V případě, kdy by platila opačná nerovnost, nežli pozorujeme na vztahu (15), jednalo by se o kladnou zpětnou vazbu, výstup operačního zesilovače by okamžitě satureoval a obvod by byl nestabilní. Na mezi stability se obvod nachází v případě rovnosti obou výrazů. Výsledný přenos β je v takovém případě nulový. O tom, zda bude obvod na obrázku 1-11 stabilní či nikoliv, tedy rozhoduje právě přenos zpětné vazby β . Je-li reálná složka přenosu záporná, obvod je stabilní. Na mezi stability se obvod nachází v případě nulové reálné složky a v případě kladné reálné složky bude obvod nestabilní.[3]

Jako příklad výše uvedených úvah provedeme analýzu systému zobrazeného na obr. 1-7, kde $Z_1=R_2$, $Z_2=R_1$, $Z_3=1/j\omega C_0$ a $Z_4=1/j\omega C_S$. Přenos β pro tento ideální systém, má po dosazení tvar :

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{C_0}{C_0 + C_S} \quad (16)$$

Proto aby byla splněna podmínka $Y = 0$ (viz kapitola 1.3), musí platit vztah (8) ($C_0 = (R_1/R_2)C_s$). Dosazením vztahu (8) do vztahu (16) ihned získáváme rovnost $\beta = 0$. Je tedy patrné, že aby systém potlačoval přenos vibrací, musí se (v ideálním případě) nacházet na mezi stability.

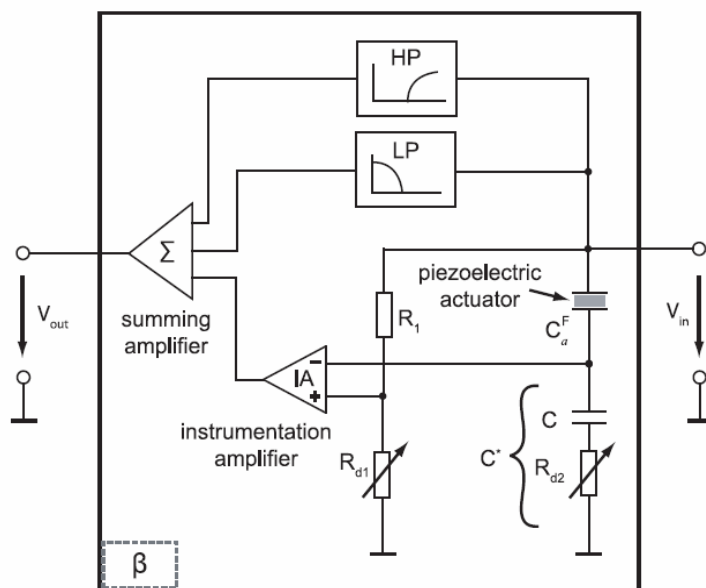
Ve skutečnosti je situace mnohem komplikovanější, protože vlivem setrvačných sil v mechanickém systému, jehož vibrace chceme utlumit, se velmi komplikuje frekvenční závislost impedance piezoelektrického aktuátoru. Z této skutečnosti vyplývá důvod, proč je tak důležité analyzovat stabilitu systému a najít efektivní metody pro tuto analýzu.

Na přenos zpětné vazby β jsou tedy kladeny nároky, aby její křivka frekvenční závislosti v komplexní rovině ležela celá v záporné reálné části a alespoň částečně se blížila nule z levé strany. V žádném případě není pro správnou funkci vhodné, aby byla reálná složka přenosu kladná.

Vrátíme-li se k obrázku 1-7 v kapitole 1.3.2, vidíme NC obvod typu “S“. Přenos takového zpětné vazby však nesplňuje výše uvedené požadavky. Křivka přenosu zpětné vazby neleží celá v levé komplexní polorovině a obvod je obzvlášť při nízkých frekvencích nestabilní. Tvar křivky přenosu β lze však potřebným způsobem ovlivnit. Způsobu, kterým je možné toto provést je věnována následující kapitola.

1.5 Stabilizace metody PSD

Na obrázku 1-13 vidíme schéma zapojení, s jehož pomocí lze měnit vlastnosti přenosu zpětné vazby a tedy tvar křivky $\beta(\omega)$. Zařazením rezistorů R_{d1} a R_{d2} lze dosáhnout takového tvaru křivky, která se v úzkém frekvenčním pásmu blíží a dotýká nuly a přitom leží celá v levé polovině komplexní roviny. Další složku zpětné vazby tvoří dolní a horní propust, jejichž nastavením lze též výsledný přenos zpětné vazby značně ovlivnit (viz. Obrázek 1-14). [4]



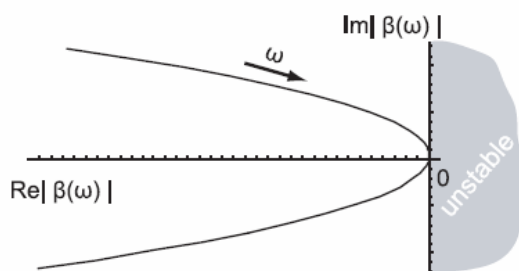
Obrázek 1 – 13 : Zpětnovazební obvod s přenosem β . (Převzato z [4])

Matematicky lze přenos β vyjádřit vztahem: [4]

$$\beta(\omega) = -\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{C_a^F(\omega)}{C^*(\omega) + C_a^F(\omega)} - \frac{R_{d1}}{R_1 + R_{d1}} - LP(\omega) - LH(\omega) \quad (17)$$

kde $LP(\omega)$ je přenos dolní propusti, $LH(\omega)$ přenos horní propusti, $C_a^F(\omega)$ je komplexní kapacita piezoelektrického aktuátoru a pro $C^*(\omega)$ platí vztah : [4]

$$C^*(\omega) = \frac{C}{(i\omega R_{d2}C + 1)} \quad (18)$$



Obrázek 1 – 14 : Přenos zpětné vazby $\beta(\omega)$ obvodu na obrázku 1-13 . (Převzato z [4])

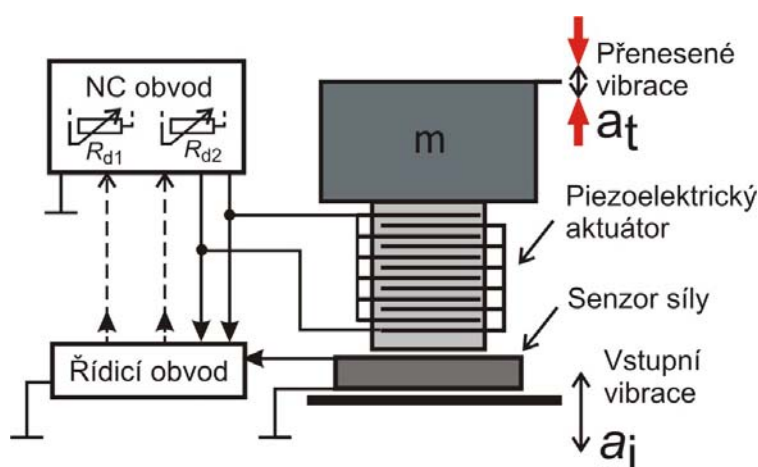
Nyní již tedy známe schéma zapojení s reálnými součástkami, kterými lze přenos zpětné vazby ovlivňovat a známe také potřebné vztahy, jež popisují závislost výsledného přenosu na konkrétních hodnotách součástek. Jak jsem již začátkem kapitoly 1.4 uvedl, citlivost obvodu na správné naladění je značná a vlivem i nepatrné změny v prostředí přestane být aktuální nastavení přenosu zpětné vazby optimální. Tento přenos lze opět manuálně optimalizovat změnou potenciometrů R_{d1} a R_{d2} tak, že přenos vibrací opět klesne k nule. Cílem je však vytvořit takový systém, který se skládá z NC obvodu, piezoelektrického elementu a řídicího obvodu, a který by dokázal rozpoznat odchylku od správného nastavení a přenos zpětné vazby automaticky měnit dle potřeby tak, aby se obvod nacházel stále na mezi stability a přenos vibrací byl tak minimální.

Systém, jež realizuje tuto úlohu byl v nedávné době vyvinut na Fakultě mechatroniky Technické univerzity v Liberci. Princip činnosti je možné ozřejmit popisem obrázku 1-15 . Na tomto obrázku je blokové schéma celého systému. Vidíme zde vibrující strukturu o vstupních vibracích a_i , piezoelektrický element, závaží o hmotnosti m , dále řídicí obvod, NC obvod, jehož parametry lze měnit pomocí digitálních potenciometrů R_{d1} , R_{d2} a konečně senzor síly, který je vložen mezi vibrující strukturou a piezoelektrickým elementem.

V případě, kdy je NC obvod správně naladěn a element se vlivem vstupních vibrací deformuje jako nekonečně měkký, na piezoelektrický senzor síly se nepřenáší žádná dynamická síla a není na něm žádný signál. V okamžiku, kdy NC obvod není

optimálně naladěm, na senzor se část vstupních vibrací přenese a tyto vibrace svým silovým působením způsobí vlivem přímého piezoelektrického jevu vznik elektrického napětí. Amplituda tohoto napětí tak vlastně charakterizuje a popisuje velikost přenesených vibrací a_t .

Řídicí obvod je tedy na základě signálu ze senzoru síly a signálu, jež je snímán přímo ze svorek aktuatoru, schopen rozpoznat, jak moc je obvod vzdálen optimálnímu nastavení a na základě řídicího algoritmu dokáže přeladit digitální potenciometry takovým způsobem, aby se obvod tomuto optimálnímu nastavení přiblížil.



Obrázek 1 – 15 : Systém pro potlačení přenosu vibrací s řídicím obvodem.

Obrázek 1-16 dobře poslouží pro konkrétnější představu způsobu řešení. Řídicí obvod funguje následujícím způsobem. Signál ze senzoru síly je zesílen nábojovým zesilovačem na signál o amplitudě V_F a signál snímáný na svorkách piezoelektrického elementu je zesílen přístrojovým zesilovačem na signál o amplitudě V_A . Tyto signály jsou přes rozhraní měřicí karty PCI-6221 přivedeny do počítače, kde jsou vyhodnoceny vhodnou aplikací v programu LabView a na základě algoritmu je vypočtena nová hodnota pro digitální potenciometry R_{d1} , R_{d2} . Tyto potenciometry jsou opět přes rozhraní měřicí karty počítačem přeladěny na novou hodnotu.

Řídicí obvod tedy sekvenčně na základě vstupních signálů “přenastavuje“ digitální potenciometry až do okamžiku, kdy je potlačení přenosu úplné. Poté již na senzoru síly není žádný signál, jež by nesl jakoukoli informaci, NC obvod se nachází na mezi

stability a algoritmus přeladování digitálních potenciometrů se zastaví. V tomto stavu pak celý systém setrvává až do okamžiku, kdy již vlivem změny prostředí není aktuální nastavení optimální. Na senzoru síly se objeví signál a řídicí obvod začne sekvenčně generovat akční zásah ve formě přeladování potenciometrů, až do okamžiku, kdy je opět potlačení přenosu úplné.

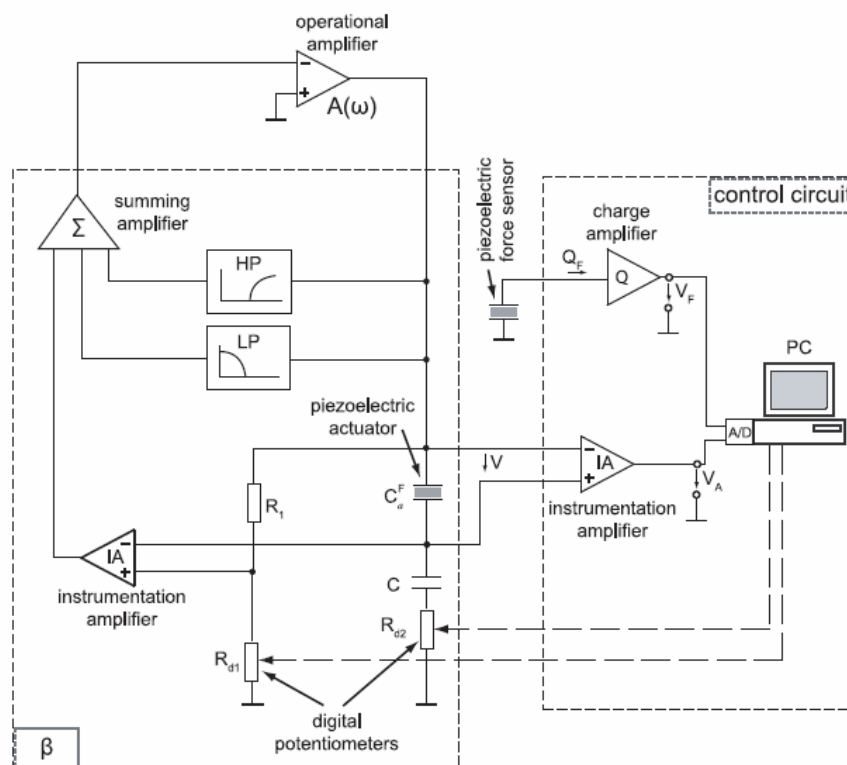
Pro správnou funkci obvodu na obrázku 1-16, je nezbytné, aby byly vhodně zvoleny součástky R1 a C. Musí být navrženy tak, aby byl můstek NC obvodu vyvážen a digitální potenciometry jej jen velmi jemně svými změnami mohly rozladit, ať už kladně, či záporně. Je-li můstek takto nastaven, můžeme změnami potenciometrů R_{d1}, R_{d2} měnit fázový posun mezi signálem ze senzoru síly a signálem z výstupu operačního zesilovače NC obvodu.

Bylo zjištěno, že existuje přímá vazba aktuálního fázového posunutí na aktuální přenos vibrací TR. Je tedy zřejmé, že právě tento fázový posuv bude hlavní užitečnou informací pro řídicí obvod. Na základě jeho znalosti je totiž možné jednoznačně určit, který z digitálních potenciometrů je třeba pro dosažení meze stability NC obvodu, zvyšovat a který naopak snižovat.

Druhým a posledním aspektem, jež hraje v rozhodování algoritmu svou úlohu, je poměr amplitud V_A/V_F . Tento poměr vlastně vypovídá o míře potlačení přenosu vibrací a tedy o tom, jak vzdálen je obvod od správného nastavení. Dle velikosti poměru V_A/V_F je určována potom velikost kroku změny digitálních potenciometrů. Čím více se NC obvod blíží mezi stability, tím jemnější krok změn digitálních potenciometrů řídicí algoritmus volí.[6] Tímto způsobem je dosaženo vyšší rychlosti akčního zásahu.

Způsob stabilizace metody PSD, jež zde popisují, objevil a navrhnul Ing. Tomáš Sluka, který se problematice věnuje na Fakultě mechatroniky Technické univerzity v Liberci, v rámci své disertační práce, pod vedením Doc. Pavla Mokrého. Zcela konkrétně je algoritmus řídicího obvodu vysvětlen v **příloze C**, která však není

součástí veřejné verze této diplomové práce, neboť popisovaná záležitost se právě nachází v patentovém řízení.

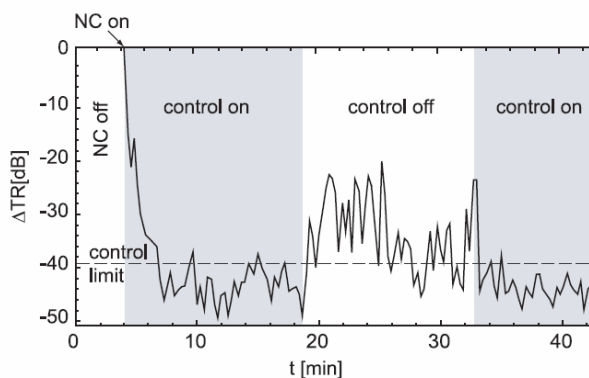


Obrázek 1 – 16 : Systém pro potlačení přenosu vibrací s řízením parametrů NC obvodu pomocí počítače. (Převzato z [4])

Na obrázku 1-17 můžeme vidět časovou závislost relativního přenosu vibrací, jež je dána vztahem :

$$\Delta TR = TR(t) / TR_{off} \quad (19)$$

kde TR_{off} je přenos systému s odpojeným NC obvodem. Z obrázku je zřejmá funkčnost obvodu, neboť jak vidíme, v čase, kdy je řídicí obvod zapnut, relativní přenos vibrací je nižší, než -40 dB. V okamžiku, kdy je řídicí obvod vypnut, přenos okamžitě vzroste.



Obrázek 1 – 17 : Časová závislost relativního přenosu vibrací . Měřeno při frekvenci 1kHz. (Převzato z [4])

2 Praktická část

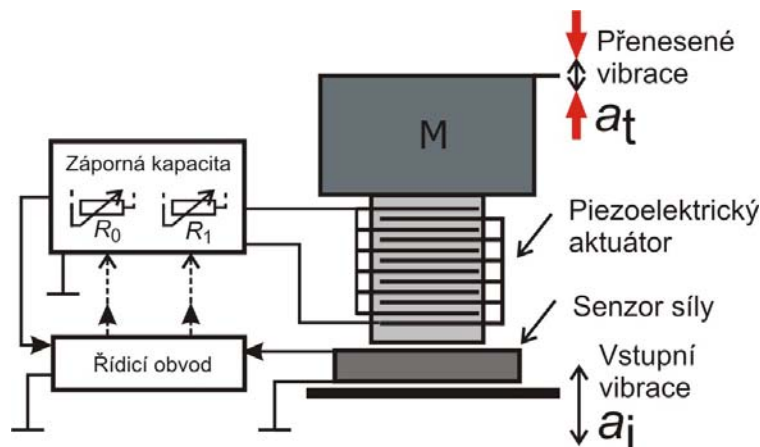
Jak bylo již zmíněno, pro zavedení metody PSD do praxe a její uplatnění v nejrůznějších aplikacích je žádoucí, aby počítač nebyl nutnou součástí systému pro potlačení přenosu vibrací. Proto pokračuje diplomová práce v této své praktické části návrhem a popisem realizace hybridní analogově-digitální elektroniky, která se skládá z analogového obvodu, jež je schopen měnit mechanické vlastnosti piezoelektrického elementu a je digitálně řízen jednočipovým mikroprocesorem ATMEL Atmega8 tak, aby reagoval na příslušné změny v prostředí a byl vždy selektivně přeladěn potřebným způsobem. V kapitole (2.1) je komplexně vysvětlena funkce celého zařízení a další podkapitoly jsou věnovány podrobnému popisu jednotlivých částí obvodu a softwaru mikroprocesoru. Realizace elektroniky na nepájivém poli je zmíněna v kapitole (2.2). Návrhu a realizaci desky plošných spojů a její zástavby do krabičky se zdrojem napětí je věnována kapitola (2.3). V závěru práce jsou zdokumentována měření, ze kterých je zřejmá funkčnost celého zařízení.

2.1 Stabilizace metody PSD pomocí mikropočítače

V praktické části jsem se věnoval návrhu a realizaci stabilizace metody PSD pomocí mikropočítače. Schéma celého systému pro potlačení přenosu vibrací vidíme na obrázku (2.1). Stabilizace je řešena stejným způsobem jako je uvedeno v kapitole 1.5, ovšem hlavními částmi řídicího obvodu v případě stabilizace metody PSD pomocí PC byla měřicí karta PCI-6221, která fungovala jako interface mezi systémem pro potlačení přenosu vibrací a osobním počítačem, jež obsahoval program s implementací řídicího algoritmu. V případě stabilizace PSD pomocí mikropočítače je řídicí část tvořena mikroprocesorem ATMEL Atmega8 a dále analogovou elektronikou, která slouží pro přizpůsobení vstupních signálů digitálním vstupům mikroprocesoru. Nositeli vstupních informací pro algoritmus, jež je implementován v softwaru mikroprocesoru je jednak signál přímo z výstupu NC obvodu a dále signál ze senzoru síly, který charakterizuje piezoelektrickým elementem přenesené vibrace. Oba signály jsou další elektronikou upraveny tak, aby byly informace jimi nesené zachovány, avšak aby získaly podobu pětivoltových obdélníků a mohly být připojeny přímo na vstupy mikroprocesoru. Na základě zpracování vstupních signálů, mění mikroprocesor

přenos zpětné vazby NC obvodu tak, aby bylo jeho nastavení optimální (viz kapitoly 1.4, 1.5).

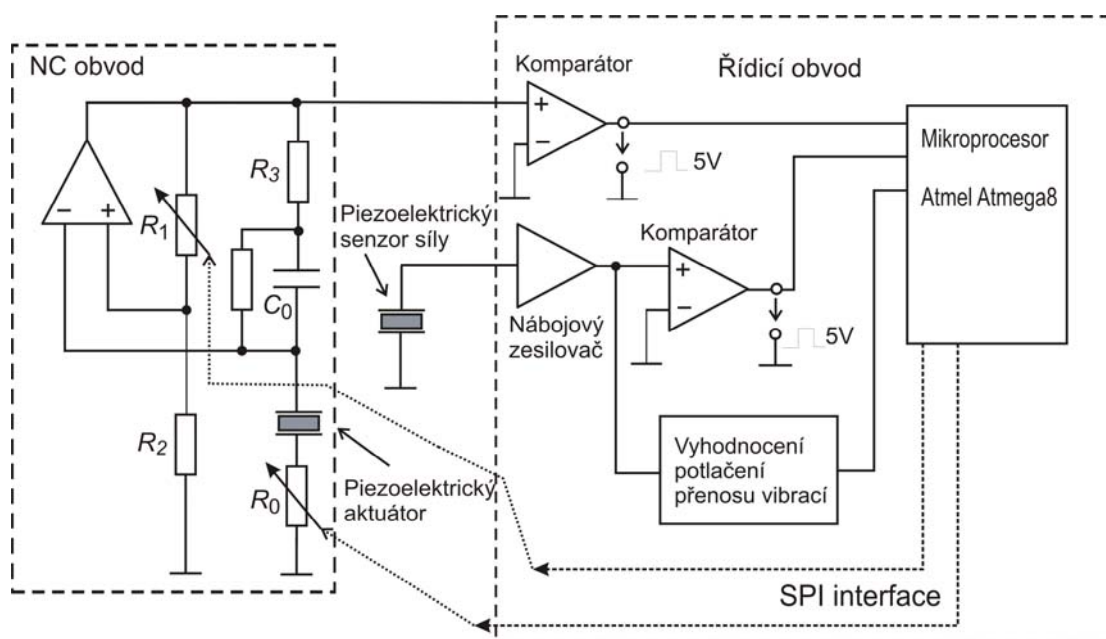
Zmiňované zásahy do nastavení analogového obvodu se provádí prostřednictvím řízení dvou digitálních potenciometrů AD8400, jež s mikroprocesorem komunikují pomocí rozhraní SPI.



Obrázek 2-1 : Schéma propojení NC obvodu, řídicího obvodu, piezoelektrického aktuátoru a senzoru síly v systému pro potlačení přenosu vibrací.

Na obrázku 2-2 je znázorněn celý systém podrobněji. Vstupní vibrace, jejichž přenos na hmotu M tlumíme, mají sinusový průběh. Signál sinusového průběhu máme proto také na výstupu NC obvodu a na výstupu nábojového zesilovače, který zesiluje signál z piezoelektrického senzoru síly. V teoretické části práce je uvedeno, že hlavní informací pro algoritmus rozhodování o zvětšení, respektive zmenšení hodnoty digitálních potenciometrů, je fázový posuv mezi těmito vstupními signály. Jedním z možných řešení by bylo přivést tyto signály přímo na vstupy desetibitových A/D převodníků, které jsou v použitém mikroprocesoru implementovány, a tyto signály dále zpracovávat. Samotný A/D převod však mikroprocesoru trvá určitou dobu a také algoritmus pro měření fáze zpracováním takových signálů by byl jistě náročný. Rozhodl jsem se proto upravit tyto signály použitím komparátoru a dalších součástek na obdélníkové průběhy signálů 0 až 5 voltů, které jsou ve fázi s původními sinusovými signály. Tyto signály lze již připojit přímo na port mikroprocesoru a mohl jsem se tudíž věnovat návrhu algoritmu pro přesné změření fázového posuvu zpracováním těchto signálů (viz. Kapitola 2.1.7) již bez použití A/D převodníků. V kapitole (1.5) uvádím, že algoritmus řízení, u stabilizace metody PSD pomocí počítače používá pro určení velikosti změn kroku potenciometrů vyhodnocení poměru

amplitud vstupních signálů. V případě stabilizace systému pomocí mikropočítače jsem se však rozhodl tento poměr nevyhodnocovat a změna digitálních potenciometrů odpovídá v každém cyklu běhu programu právě jednomu kvantizačnímu kroku tohoto potenciometru. Rozhodl jsem se tak na základě faktu, že mikroprocesor je při své rychlosti až 16 MHz (dáno vnitřním nastavením propojek mikroprocesoru a rychlosti použitého vnějšího krystalu), schopen i při tomto minimálním kroku přenastavit digitální potenciometry z minima na maximum, či naopak, během okamžiku. Požadavky na rychlost uskutečnění akčního zásahu tak zůstaly zachovány.



Obrázek 2-2 : Schéma celého systému pro potlačení přenosu vibrací

Nyní je třeba ještě zajistit, aby se řídicí algoritmus zastavil v okamžiku, kdy je NC obvod správně nastaven. Proto jsem navrhnul elektroniku, která vyhodnocuje potlačení přenosu vibrací. Vstupní informací pro tento funkční blok je amplituda signálu na výstupu nábojového zesilovače a výstupem je již logická úroveň H, resp. L, v závislosti na tom, zda je zmíněná amplituda větší nebo menší, než nastavená prahová úroveň. Funkce celého systému na obrázku 2-2 je tedy následující: předpokládejme, že NC obvod není správně nastaven a část vstupních vibrací se projeví také na senzoru síly. V takovém okamžiku naměří mikroprocesor určitý fázový posuv mezi těmito signály a dle algoritmu (viz. kapitola 1.5) zvýší, resp. sníží oba digitální

potenciometry. Tím se změní nejen nastavení přenosu zpětné vazby NC obvodu (viz. kapitola 1.4, 1.5), ale také velikost přenesených vibrací a konečně také fázový posuv mezi vstupními signály. Mikroprocesor nyní změří nový fázový posuv, opět změní o jeden kvantovací krok digitální potenciometry a tímto způsobem mikroprocesor “přibližuje“ NC obvod optimálnímu nastavení až do okamžiku, kdy klesne amplituda na výstupu nábojového zesilovače pod prahem určenou mez. Potom zastaví mikroprocesor svou činnost. V tomto stavu systém setrvává až do okamžiku, kdy opět přenos vzroste, ať už z jakéhokoli důvodu.

Jednotlivé části obvodu byly zprovozněny zvlášť a teprve následně byly spojeny do jediného funkčního celku, který je zjednodušeně zachycen na obrázku 2-2. V následující kapitole bude rozebrána realizace samotného NC obvodu.

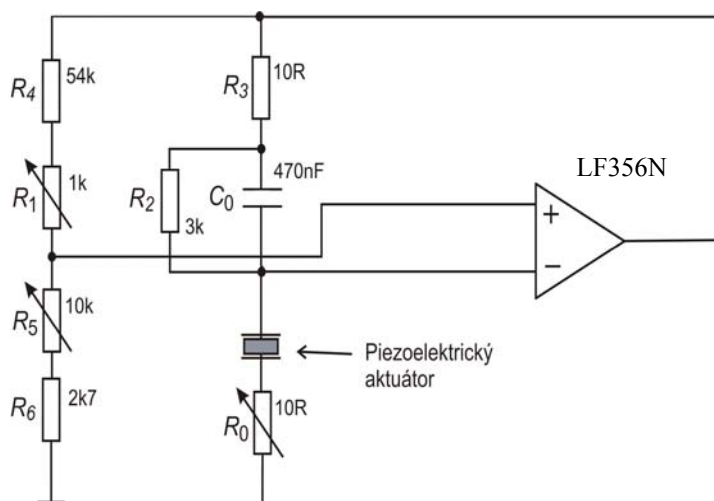
2.1.1 Realizace NC obvodu

Principiálně je funkce NC obvodu vysvětlena v teoretické části v kapitolách 1.3.1 a 1.3.2. Stejně tak jsem již dříve uvedl, že pro správnou funkci NC obvodu není žádoucí, aby byl obvod stabilní. Obvod se musí blížit mezi stability. Nalézt optimální nastavení tohoto obvodu je tedy komplikovaný proces, neboť se snažíme nalézt velmi úzkou oblast, ve které obvod pracuje správně. I při malém rozladění jedním směrem velmi rapidně klesá efektivita tlumení přenosu vibrací a při rozladění druhým směrem dojde k překročení meze stability a obvod se rozkmitá.

Tvar křivky přenosu zpětné vazby β lze měnit sériovým zařazením malých a paralelním zařazením velkých rezistorů ke kapacitám, které tvoří zpětnou vazbu (viz. obrázek 2-3). Funkce zpětnovazebních frekvenčních filtrů (viz kapitola 1.5) je zde zastoupena rezistory R_2 a R_3 .

Záměr byl takový, že digitálně budou řízeny potenciometry R_0 a R_1 . Stál jsem tedy před úkolem navrhnout ostatní součástky tak, aby byl obvod funkční a blížil se mezi stability, ovšem aby se obvod nikdy nerozkmital při jakémkoliv nastavení

potenciometrů R_0 a R_1 . Takového nastavení jsem experimentálně dosáhnul pomocí ladění trimrů, které jsem poté zaměnil za pevné rezistory. Na obrázku 2-3 vidíme konečné zapojení.



Obrázek 2-3 : Schéma zapojení NC obvodu

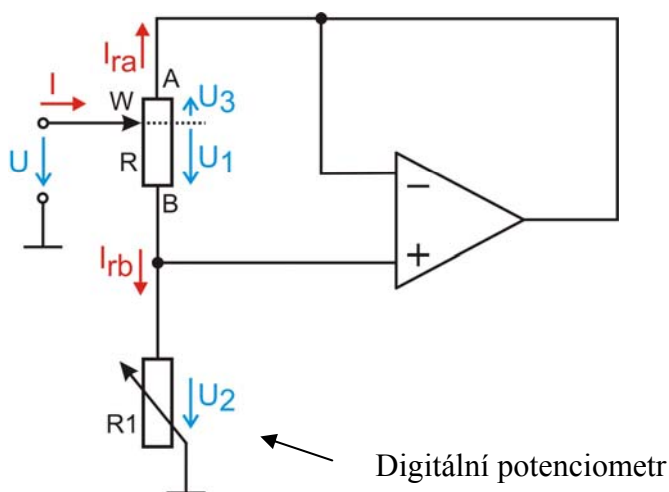
Proměnný zůstal jen rezistor R_5 , který slouží pro hrubé naladění obvodu a dále rezistory R_0 a R_1 , které budou zaměněny za digitální potenciometry a budou realizovat automatické jemné doladování NC obvodu. Zde ovšem vzniká nový problém. Potenciometr R_0 má maximální hodnotu 10Ω . Tak mále digitální potenciometry však žádný výrobce nedodává. Je proto nutné použít další elektrické zapojení, které je vysvětleno v následující kapitole.

2.1.2 Realizace obvodu pro snížení odporu digitálního potenciometru

Obvod, který vidíme na obrázku 2-4, lze chápat jako dvojbran, jež zmenšuje v daném poměru vzhledem ke vstupním svorkám rezistor, který je připojen na výstupní svorky tohoto dvojbranu. Funkce obvodu je následující :

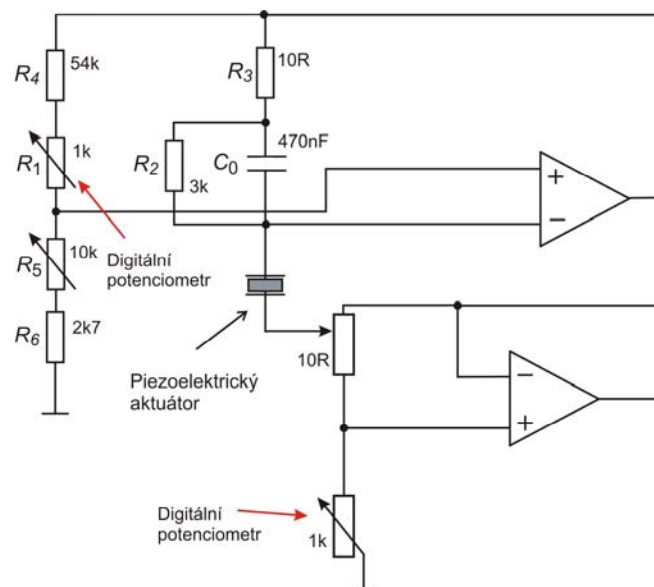
Napětí U na vstupu obvodu se dělí na napětí U_1 (možno naměřit mezi jezdcem a svorkou B potenciometru) a napětí U_2 . Operační zesilovač je zde zapojen jako sledovač napětí. Na výstupu operačního zesilovače je vždy stejný potenciál, jako je právě na neinvertujícím vstupu. Tento potenciál je také na svorce A potenciometru.

Vidíme tedy, že velikosti napětí U_1 a U_3 budou vždy stejné, bez ohledu na polohu jezdce potenciometru. Je zřejmé, že přiblížíme-li polohu jezdce W směrem ke koncové poloze A potenciometru, zvětšuje se napětí U_1 (a tedy i U_3) a zároveň klesá odpor R_{WA} mezi jezdcem W a koncovou polohou A . To vede ke vzrůstu proudu I_{ra} , pro který platí vztah $I_{ra}=U_3 / R_{WA}$ ale také $I_{ra}=U_1 / R_{WA}$. Pro U_1 přitom platí $U_1=U-U_2$. Z těchto uvedených vztahů vidíme, že snížením hodnoty velkého rezistoru R_1 se zvýší také úbytek napětí U_1 , čímž vzroste proud I_{ra} a dojde ke snížení odporu celého obvodu v poměru, který je dán polohou jezdce potenciometru R . Celý obvod se totiž chová jako rezistor o velikosti $R=U/(I_{ra}+I_{rb})$.



Obrázek 2-4 : Schéma zapojení obvodu pro poměrné snížení odporu digitálního potenciometru [6]

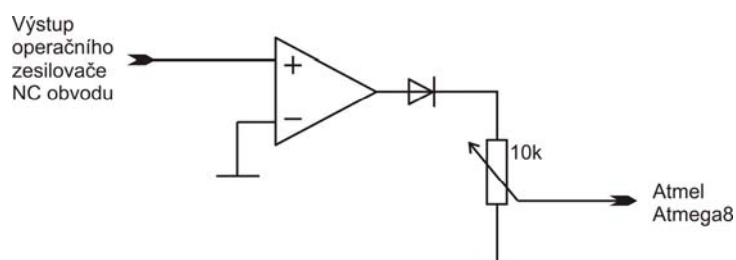
Na obrázku 2-5 vidíme schéma celého NC obvodu, kde jsou již vyřešeny záležitosti týkající se ladění a řízení přenosu zpětné vazby obvodu pomocí $1k\Omega$ trimrů, které již mohou být zaměněny za digitální potenciometry. Zapojení je funkční a bylo by na něm možné provést stejné měření, jako je měření převzaté z práce [1], jež je uvedeno v praktické části, v kapitole 1.3.2.



Obrázek 2-5 : Celé schéma zapojení NC obvodu s řešením snížení odporu digitálního potenciometru

2.1.3 Realizace přizpůsobení vstupních signálů portu mikroprocesoru

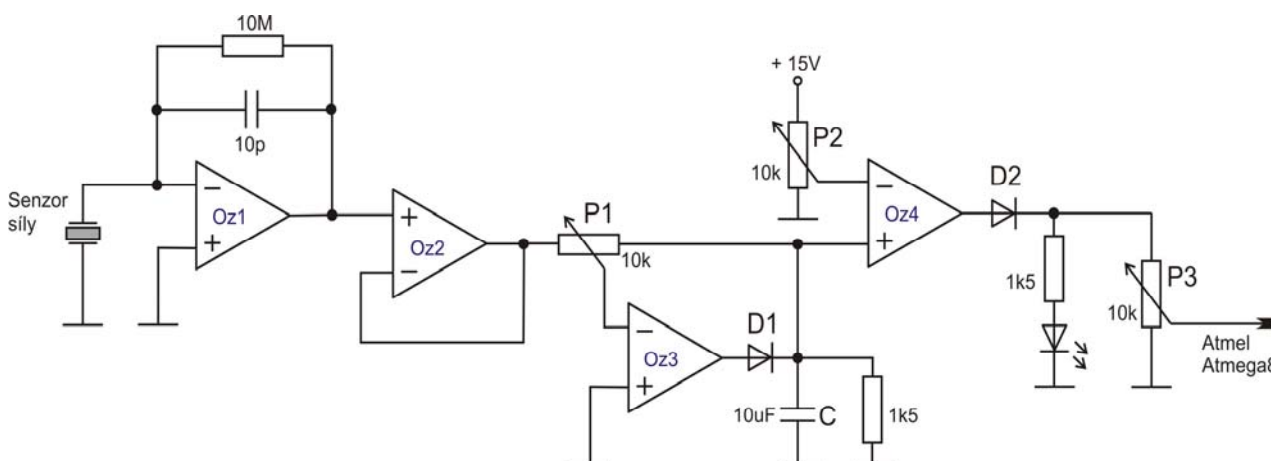
V kapitole 2.1 jsem již uvedl, že vstupní sinusové signály jsou pro zpracování jejich vzájemného fázového posuvu upraveny na signály obdélníkového průběhu 0 až 5 V. Tuto úlohu jsem řešil nejjednodušším možným způsobem, který je zřejmý z obrázku 2-6. Jedná se o komparátor, kde je vstupní sinusový signál porovnáván s potenciálem země. Operační zesilovač, který je napájen symetricky $\pm 15V$ překlápí výstupní napětí mezi kladnou a zápornou saturací. Záporná část obdélníku je “oříznuta” usměrňovací diodou a kladná saturace je podělena děličem napětí tak, aby na jezdcí potenciometru byl obdélníkový signál 0 až 5V. Předpokládal jsem, že se budou při průchodu vstupního signálu nulou objevovat na výstupu operačního zesilovače záškuby a bude proto nutno použít komparátor s hystezí. Nicméně není tomu tak. Rozhodl jsem se proto zůstat u tohoto triviálního řešení problému. Stejným způsobem je také řešena úprava signálu na výstupu senzoru síly.



Obrázek 2-6 : úprava sinusového průběhu signálu na obdélníkový

2.1.4 Realizace elektroniky pro vyhodnocení potlačení přenosu vibrací

V této kapitole je podrobně vysvětlena funkce bloku pro vyhodnocení potlačení přenosu vibrací, jehož význam je zřejmý z textu v kapitole 2.1 a z obrázku 2-2. Cílem celého bloku je, aby na jeho výstupu bylo napětí odpovídající logické “1” v případě, že je amplituda signálu na výstupu nábojového zesilovače větší, než prahové napětí, které je dáno potenciometrem P2. Úlohu jsem realizoval způsobem, který vyplývá z obrázku 2-7. Slabý signál ze senzoru síly je nejprve zesílen nábojovým zesilovačem, který je realizován zapojením s operačním zesilovačem oz1. Velikost výstupní amplitudy lze ovlivnit velikostí zpětnovazebního kondenzátoru. Aby výstupní signál nesaturoval, je třeba k tomuto kondenzátoru připojit paralelně rezistor, který zajistí jeho vybíjení.



Obrázek 2-7 : Řešení elektroniky pro vyhodnocení potlačení přenosu vibrací

Operační zesilovač oz2 je použit jako sledovač napětí a jeho úkolem je zajistit impedanční oddělení nábojového zesilovače od další elektroniky. Nyní je tedy velikost přenesených vibrací, které jsou snímány senzorem síly, přímo úměrná amplitudě signálu na výstupu oz2.

Operační zesilovač oz3 je zapojen jako dvoucestný usměrňovač. Zapojení vypadá podobně jako inverující zesilovač. Navíc je zde jen dioda D1 na výstupu oz3. Záporná půlvlna vstupního signálu je inverující zesilovačem zesílena, na výstupu se objeví jako kladná a dioda D1 ji propustí na výstup. Při kladné půlvlně je na výstupu oz3 záporná půlvlna, dioda D1 je v závěrném směru, avšak kladná půlvlna “projde” ze vstupu na

výstup usměrňovače skrze potenciometr P2. Stejnoseměrné pulzující napětí je vyhlazeno kondenzátorem, ke kterému je paralelně připojen rezistor, zajišťující vybíjení tohoto kondenzátoru. V tomto bodě můžeme říci, že přenesené vibrace jsou přímo úměrné velikosti stejnosměrného napětí na kondenzátoru C.

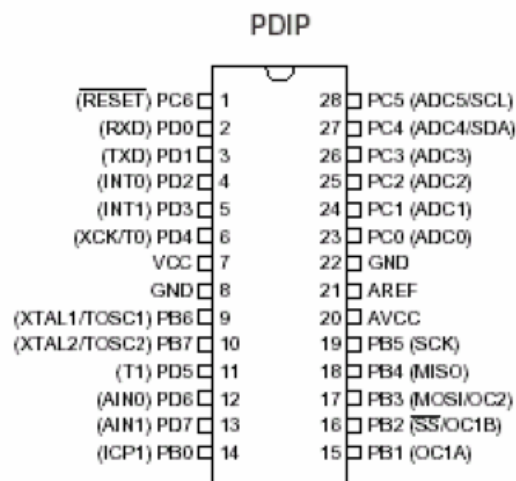
Velikost tohoto napětí je komparátorem (operační zesilovač oz4) porovnávána s prahovým napětím, jež je dáno nastavením jezdce potenciometru P2. Pro realizaci tohoto bloku jsem použil integrovaný obvod TL084CN, ve kterém jsou integrovány čtyři operační zesilovače. Tento integrovaný obvod je napájen symetricky $\pm 15V$. Komparátor tedy překlápí své výstupní napětí mezi kladnou a zápornou saturací. Je proto potřeba záporné napětí “oříznout” diodou D2 a kladné saturační napětí podělit správným nastavením jezdce potenciometru P3 tak, aby bylo napětí vyhodnoceno mikroprocesorem jako úroveň logická “1”. Stav kladné saturace je signalizován LED diodou.

Potenciometrem P2 tedy můžeme nastavit velikost přenesených vibrací, při nichž mikroprocesor zastaví algoritmus ladění NC obvodu. Obvod pro vyhodnocení přenesených vibrací je funkční a při správném nastavení značně citlivý. Led dioda se rozsvěcí i při nepatrných vibracích způsobených hlukem v místnosti.

2.1.5 Mikroprocesor ATMEL Atmega8

Jak již bylo několikrát zmíněno, pro vyhodnocení vstupních signálů, implementaci řídicího algoritmu a řízení digitálních potenciometrů jsem zvolil mikroprocesor ATMEL Atmega8. Tento procesor má k dispozici tři porty, které mohou sloužit jako vstupně výstupní, nebo mohou být použity k alternativním účelům. Mikroprocesor by bylo možné v bodech charakterizovat následovně: [10]

- Osmi bitový RISC jednočipový mikropočítač z řady AVR/Atmega
- 32 osmibitových registrů
- max frekvence 16 MHz
- Integrovaná násobička
- 8 kB paměť Flash (max 10.000 přepsání)
- 512 B EEPROM (max 100.000 přepsání)
- 1 kB SRAM
- ISP programování
- Programovatelné propojky pro zabezpečení sw a nastavení
- Dva 8 bitové čítače/časovače
- Jeden 16 bitový čítač
- Hodiny reálného času s odděleným oscilátorem
- Tři PWM kanály (pulzně šířková modulace)
- ADC převodníky (6/4 kanály 10 bit, 2 kanály 8 bit)
- Sběrnice TWI (ekvivalent I2C)
- Programovatelný sériový USART
- Integrovaný analogový komparátor



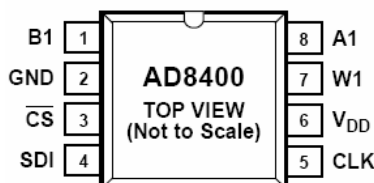
Obrázek 2-8 : Pouzdro a rozložení vývodů [10]

Mikroprocesor jsem programoval pomocí programátoru *Pony Prog*, který umožňuje procesor naprogramovat přes port RS232 počítače. Bylo jen zapotřebí realizovat na nepájivém poli jednoduché schéma zapojení, které představuje interface mezi SPI porty mikroprocesoru a sériovou sběrnici RS232 osobního počítače. Potřebný software a schéma zapojení je k dispozici volně ke stažení na internetu. [8]

Samotný program mikroprocesoru, ve kterém je implementován algoritmus pro měření fázového posuvu a algoritmus pro ladění digitálních potenciometrů, jsem vytvořil v prostředí programu AVRStudio 4, který již obsahuje překladač AVR GCC . Funkce tohoto překladače jsem využil a mohl jsem tak vytvořit program mikroprocesoru nikoliv v assembleru, ale v jazyku C.

2.1.6 Digitální potenciometr AD8400

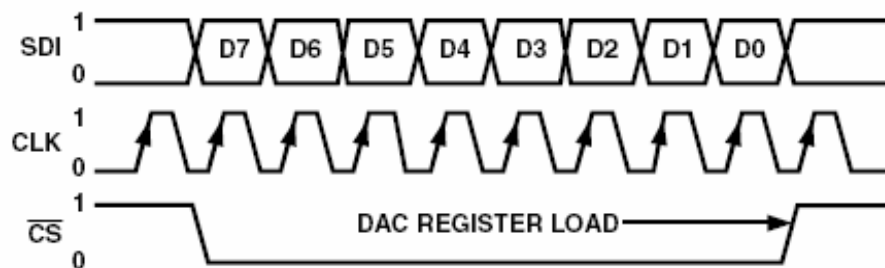
Pro řízení přenosu zpětné vazby analogového NC obvodu jsem se rozhodl použít digitální potenciometr AD8400 od firmy ANALOG DEVICES . Jedná se o potenciometr o velikosti $1k\Omega$ s rozlišením 256 kroků. Na obrázku 2-9 vidíme pouzdro a rozložení pinů. Integrovaný obvod je napájen, stejně jako mikroprocesor napětím 5V. Piny A1, B1 představují “krajní meze“ potenciometru (viz. obrázek 2-11) a polohu jezdce W1 lze nastavit pomocí osmibitového datového slova, jež je do obvodu přeneseno prostřednictvím SPI komunikace (piny CS, SDI, CLK) .



Obrázek 2-9 : Pouzdro dig. potenciometru a rozložení vývodů [11]

Na obrázku 2-10 je zachycen princip přenosu datového slova pomocí SPI. Komunikace procesoru s digitálními potenciometry je zde zajištěna pomocí třech vodičů. Na pin SDI je připojen datový vodič (propojení s pinem MOSI mikroprocesoru), na pin CLK hodinový signál (generovaný mikroprocesorem) a konečně pin CS (chip select), který může být propojen s libovolným výstupním pinem mikroprocesoru.

Nastavení hodnoty potenciometru začíná překlopením pinu CS do log. “0“. Poté se vždy s každou náběžnou hranou signálu CLK přenesou do vnitřního posuvného registru potenciometru příslušná logická úroveň signálu SDI. Jako první je přenesen nejvýznamnější bit MSB, poslední nejméně významný bit LSB. V okamžiku, kdy opět mikroprocesor nastaví na vstupu CS digitálního potenciometru log. “1“, jezdec potenciometru je nastaven do polohy, která odpovídá hodnotě přeneseného slova. V případě, že signál na CS setrvává v log. “1“, jsou signály na CLK a SDI digitálním potenciometrem ignorovány.



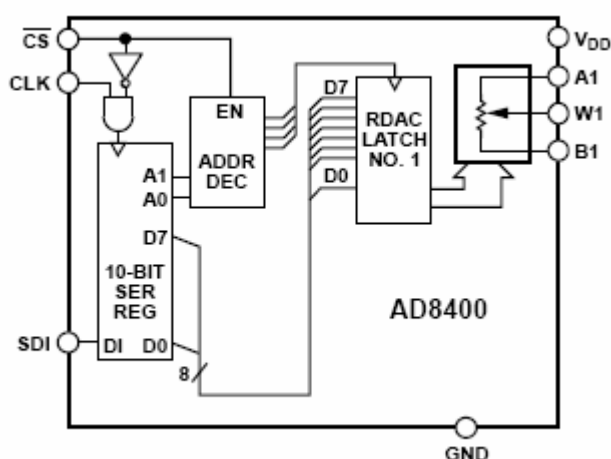
Obrázek 2-10 : Přenos datového slova pomocí SPI komunikace [11]

Odpor R_{WB} , který bychom mohli naměřit mezi piny W1 a B1 je dán vztahem: [11]

$$R_{WB}(D) = \frac{D}{256} \times R_{AB} + R_W \quad (20)$$

kde D je proměnná 0-255, kterou nastavujeme přenosem osmibitového slova, R_{AB} je odpor mezi krajními svorkami potenciometru ($1k\Omega$) a R_W je odpor jezdce. Ve skutečnosti se velikost odporu R_{WB} v závislosti na hodnotě proměnné D mění v intervalu 50 – 1011 Ω . [11]

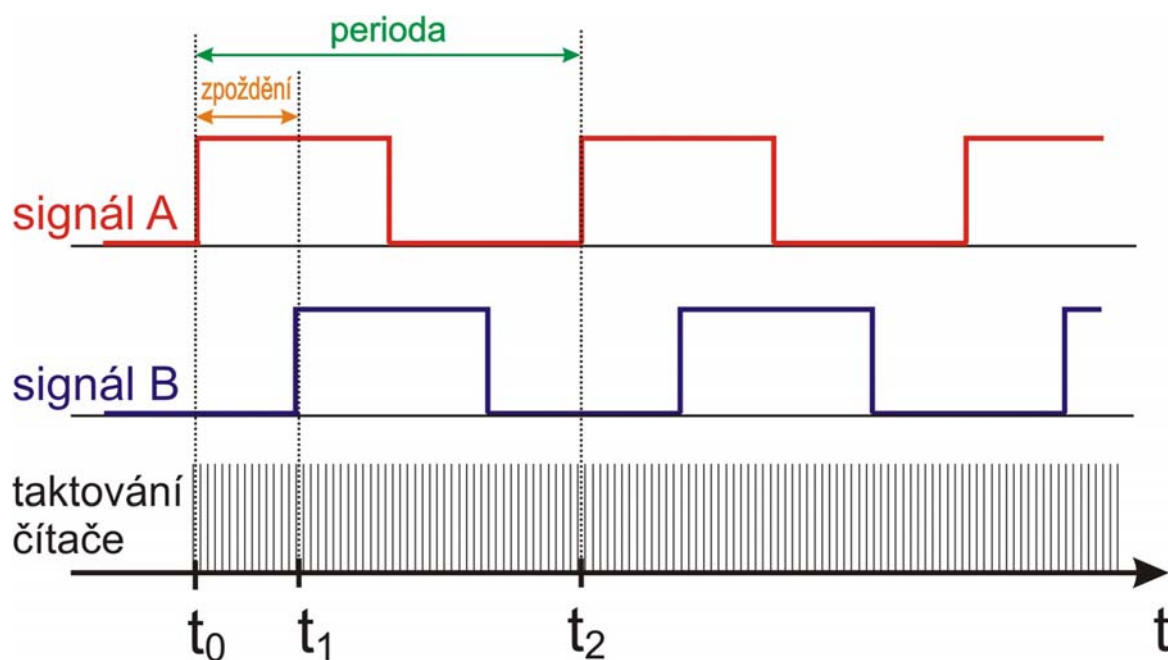
V mikroprocesoru Atmega8 je již komunikace SPI implementována a její obsluha při tvorbě vlastního programu je velmi jednoduchá (viz **příloha B** – Program mikroprocesoru).



Obrázek 2-11 : Blokové schéma zapojení digitálního potenciometru AD8400 [11]

2.1.7 Algoritmus pro měření fázového posuvu vstupních signálů

Jedním z hlavních problémů bylo navrhnout způsob měření fázového posuvu mezi vstupními signály. Jak je uvedeno v kapitole 2.1.5, mikroprocesor Atmega8 disponuje jedním šestnáctibitovým čítačem, který jsem pro řešení této úlohy využil. Z obrázku 2-12 vyplývá princip měření. Tento obrázek zachycuje situaci, kdy jsou si vzájemně dva obdélníkové signály posunuty. Vidíme zde průběh signálu A, průběh signálu B a konečně taktovací impulsy šestnáctibitového čítače. Princip je následující: v okamžiku náběžné hrany signálu A, tj. v čase t_0 dojde ke spuštění čítače. Čítač stále čítá impulsy až do okamžiku, kdy mikroprocesor zaznamená náběžnou hranu signálu B (v čase t_1). V tomto okamžiku je hodnota čítače uložena do proměnné s názvem **zpoždění**, ovšem běh čítače se nezastaví. Čítač nadále zvyšuje hodnotu svých hlavních registrů TCNT1H a TCNT1L (kde je uložena hodnota čítače) až do okamžiku t_2 . Zde je hodnota čítače uložena do proměnné **perioda**. Jednoduše řečeno tedy mikroprocesor změří počet impulsů za časový úsek $t_1 - t_0$, které uloží do proměnné **zpoždění** a dále změří počet impulsů za časový úsek $t_2 - t_0$ a výsledek uloží do proměnné **perioda**.



Obrázek 2-12 : princip měření fázového posuvu mezi signály A a B

Nyní mikroprocesor zastaví běh čítače, vynuluje jeho registry a provede výpočet fázového posuv $\Delta\varphi$ dle vztahu (21)

$$\Delta\varphi = \frac{zpoždění}{perioda} \cdot 360 \quad (21)$$

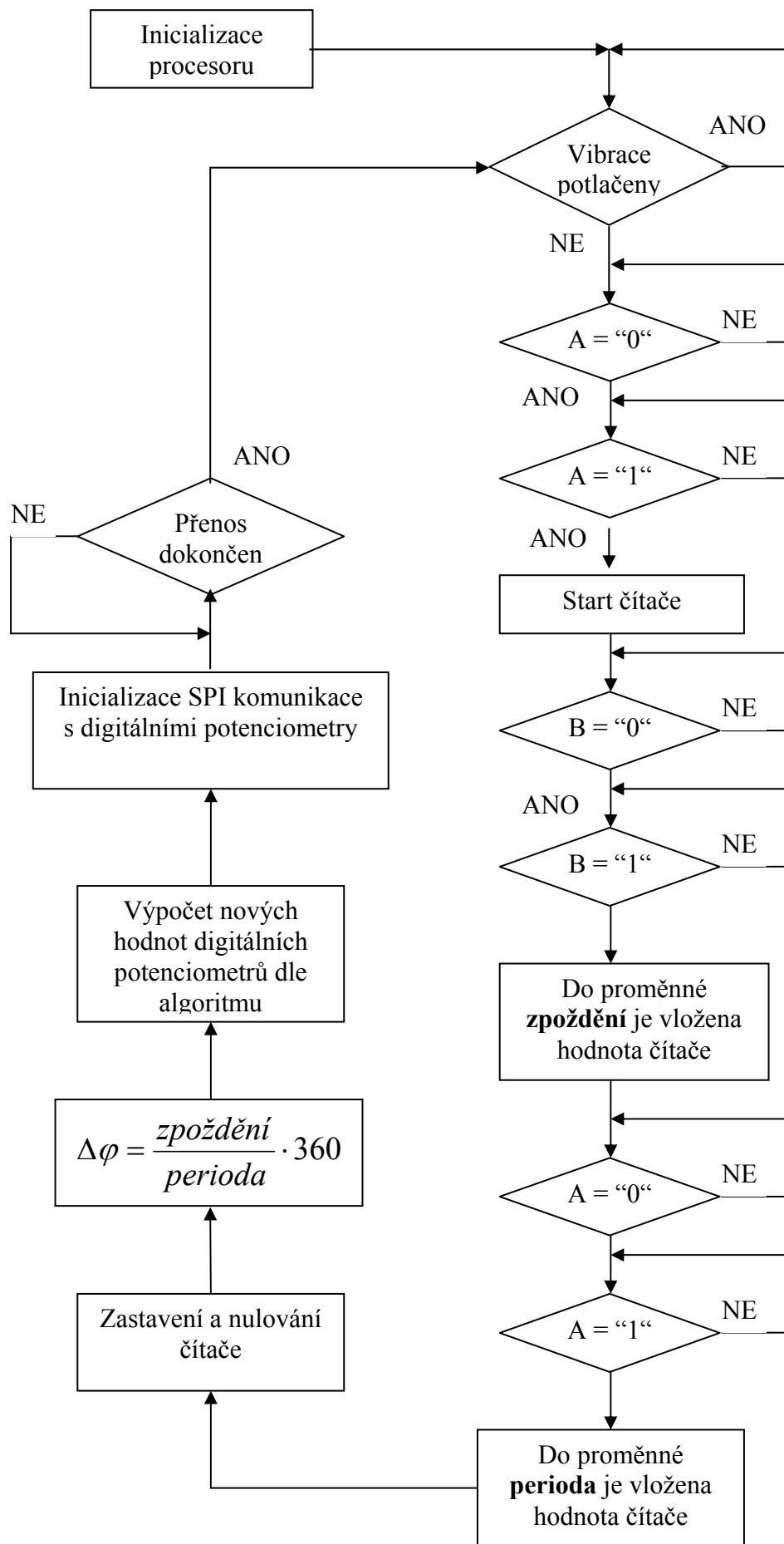
Tímto výpočtem již získáme výsledný vzájemný fázový posuv obou signálů ve stupních.

Přesnost této metody měření je přímo úměrná taktovací frekvenci čítače a nepřímo úměrná frekvenci měřených signálů. Lze však dosáhnout vysoké přesnosti. Například v případě nastavení vnitřních propojek mikroprocesoru na použití vnitřního RC oscilátoru o frekvenci 8 MHz a nastavení děličky kmitočtu vnitřního čítače na dělicí poměr 1 : 1, je změřen fázový posuv dvou signálů o frekvenci 1kHz s přesností na jednu osmitisícinu. Při použití vnějšího krystalu 16 MHz lze dosáhnout přesnosti měření na jednu šestnáctitisícinu.

2.1.8 Vývojový diagram

Program mikroprocesoru je možné nalézt v příloze B této práce. Tato příloha však není součástí veřejné verze diplomové práce, neboť je z tohoto programu zřejmé konkrétní provedení stabilizace metody PSD, jež se právě nachází v patentovém řízení.

Provedení programu jsem proto z části konkrétně a z části blokově zachytil pomocí vývojového diagramu, který vidíme na obrázku 2-13. Vývojový diagram se vztahuje k obrázku 2-12 v předchozí kapitole.

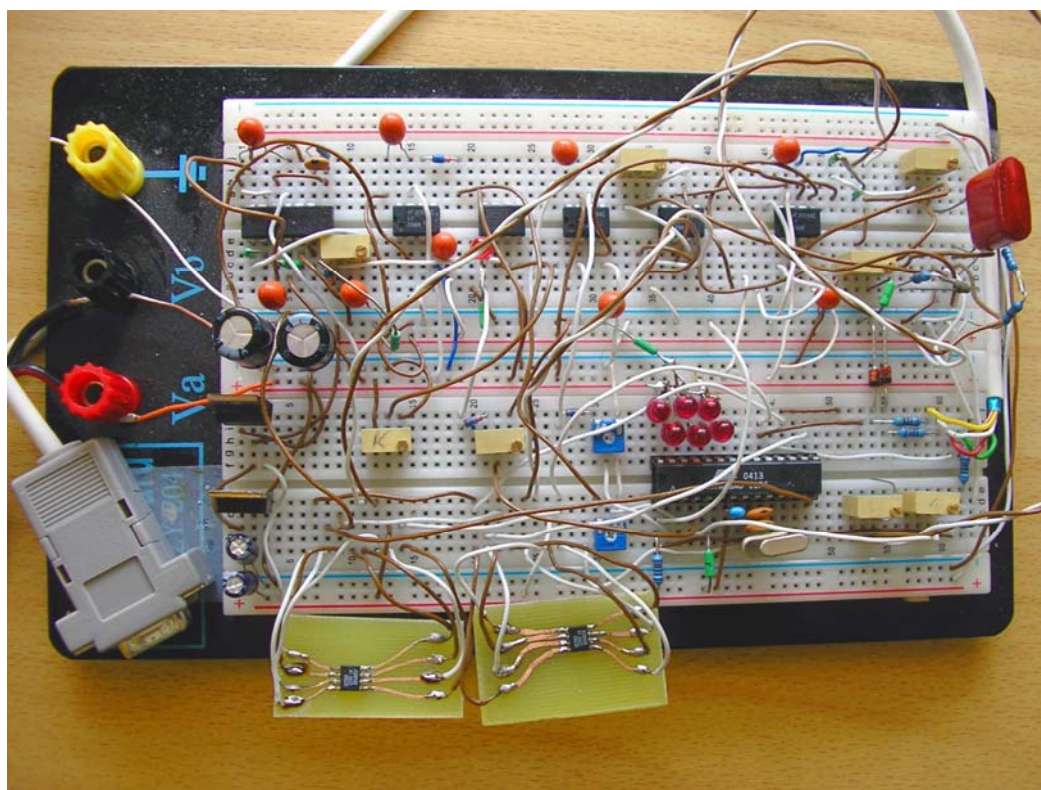


Obrázek 2-13 : Vývojový diagram programu mikroprocesoru

2.2 Realizace elektroniky na nepájivém poli

Jednotlivé části obvodu byly nejdříve samostatně realizovány a následně propojeny v jeden funkční celek na nepájivém poli.

Na obrázku 2-14 vidíme osazené nepájivé pole, kde je realizováno symetrické napájení $\pm 15V$, jimiž jsou napájeny veškeré operační zesilovače a stabilizace pětivoltového napětí pro napájení mikroprocesoru ATMEL Atmega8 a digitálních potenciometrů AD8400. Dále je zde realizován jednoduchý programátor pro mikroprocesor, který umožňuje propojení a programování mikroprocesoru přes rozhraní RS232 a konečně NC obvod, automaticky přeladovaný mikroprocesorem prostřednictvím řízení digitálních potenciometrů. Na tomto nepájivém poli byl obvod odladěn a vzniklo tak konečné schéma hardwarové části řešení problému stabilizace systému pro potlačení přenosu vibrací pomocí mikropočítače.

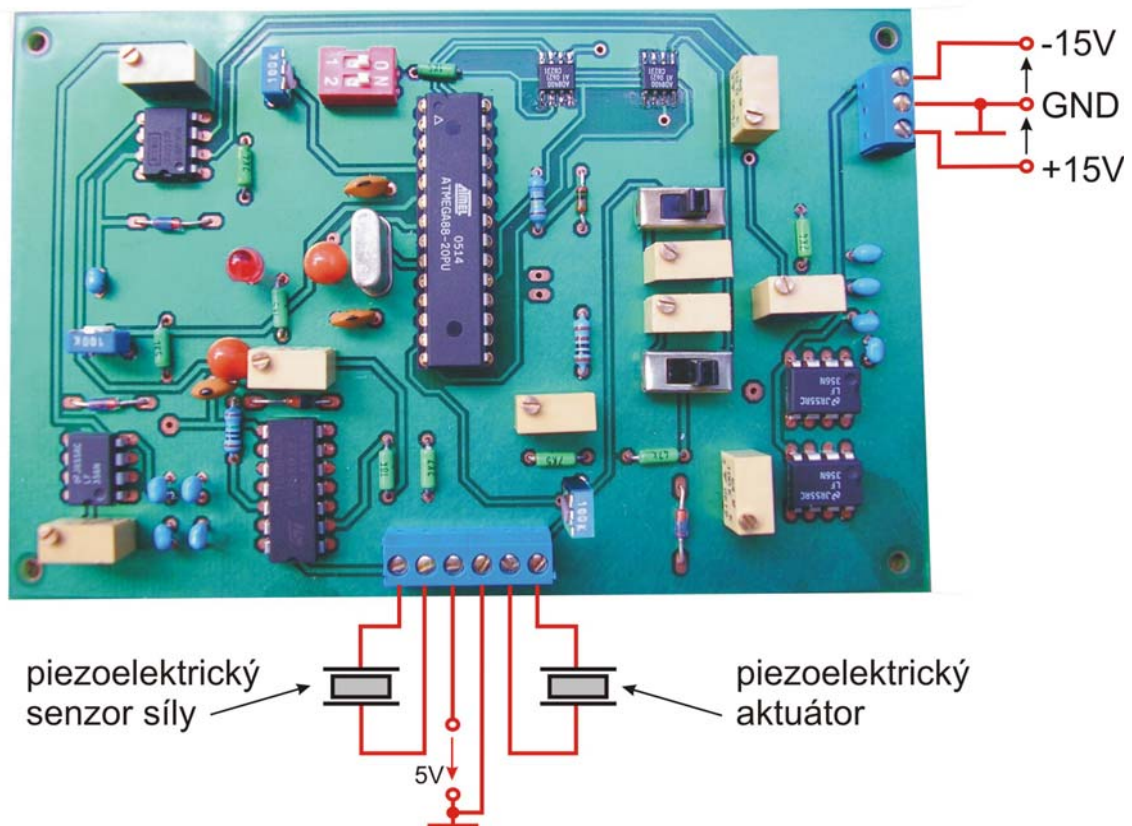


Obrázek 2-14 : Realizace řešeného problému na nepájivém poli

2.3 Realizace elektroniky na desce plošných spojů

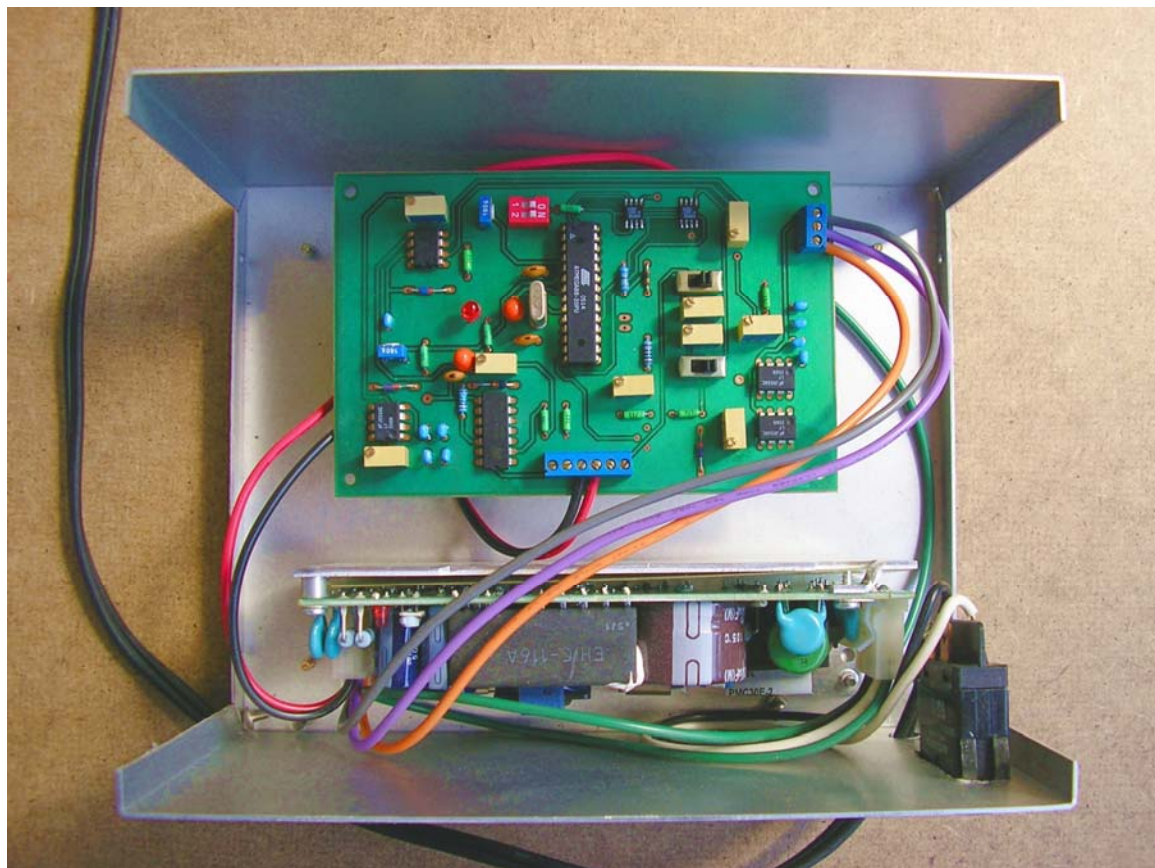
Pro návrh desky plošných spojů jsem využil aplikaci EAGLE Layout editor 4.16. Potřebné informace týkající se práce s tímto softwarem jsem čerpal ze zdroje [9]. Vytvořil jsem komplexní schéma zapojení, které se nachází v příloze D. Navrhnul a osadil jsem dvoustrannou desku plošných spojů, jež vidíme na obrázku 2-15. Na této desce je integrován NC obvod, mikroprocesor a obvody pro přizpůsobení signálů vstupům mikroprocesoru. Deska je napájena externím symetrickým napájením $\pm 15\text{V}$ a dále napětím 5V . Obě tato napájení mají společnou zem.

Pomocí přepínačů lze odpojit digitální potenciometry a ladit obvod manuálně, prostřednictvím víceotáčkových trimrů. Z obrázku 2-15 je zřejmé připojení napájení a propojení desky s piezoelektrickým aktuátorem, a se senzorem síly.



Obrázek 2-15 : zapojení desky plošných spojů

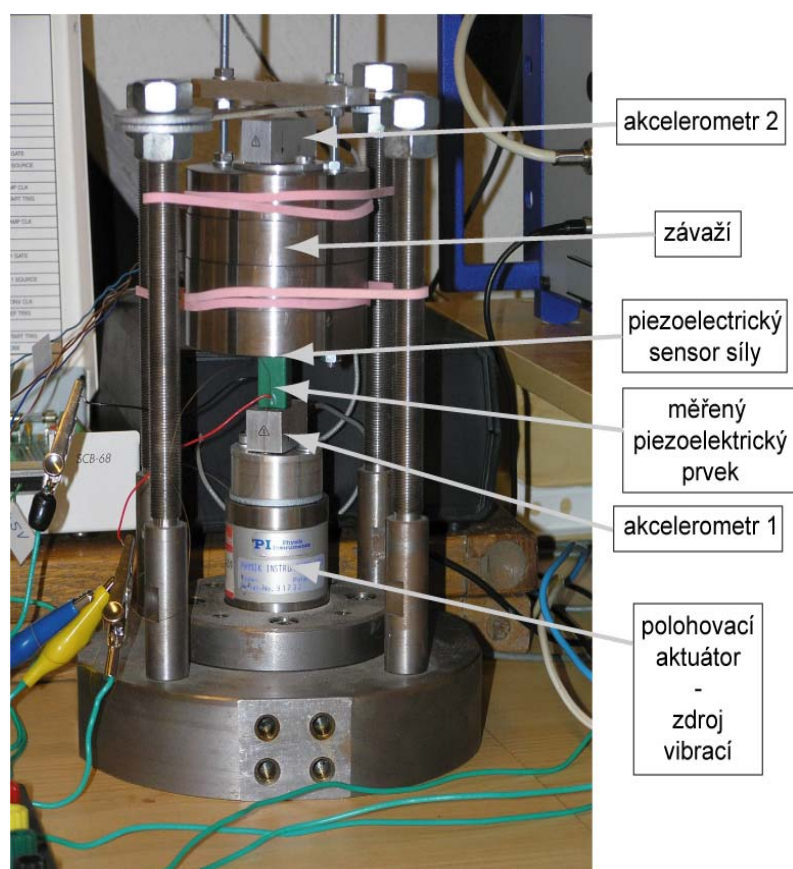
Hotový plošný spoj jsem umístil do plechové krabičky, která je uzemněna a je tak vyřešen problém stínění (tato krabička mi byla dána k dispozici). Součástí krabičky byl již spínaný zdroj $\pm 15\text{V}$ a 5V . Na obrázku 2-16 vidíme řešení zástavby desky plošných spojů.



Obrázek 2-16 : zástavba desky plošných spojů

2.4 Měření

Samotná měření jsem prováděl na měřicí soustavě, která je zobrazena a popsána na obrázku 2-17. Skládá se z polohovacího aktuátoru, který je buzen sinusovým signálem z funkčního generátoru, jež je zesílen zesilovačem. Tento aktuátor je zdrojem vstupních vibrací. Dále se měřicí soustava skládá z akcelometru 1, který vstupní vibrace snímá, z piezoelektrického aktuátoru, ze senzoru síly, dále je zde závaží o hmotnosti 1,5 kg a konečně akcelometr 2, který snímá přenesené vibrace. Tato měřicí soustava byla již zhotovena v rámci jiné práce a byla mi dána k dispozici. Signály z obou akcelometrů jsou zesíleny nábojovými zesilovači a zesílené signály jsou měřeny osciloskopem. Piezoelektrický aktuátor a senzor síly jsou připojeny k desce plošných spojů, jak je zřejmé z obrázku 2-15 v předchozí kapitole.



Obrázek 2-17 : měřicí soustava [3]

2.4.1 Měření přenosu vibrací v časové oblasti

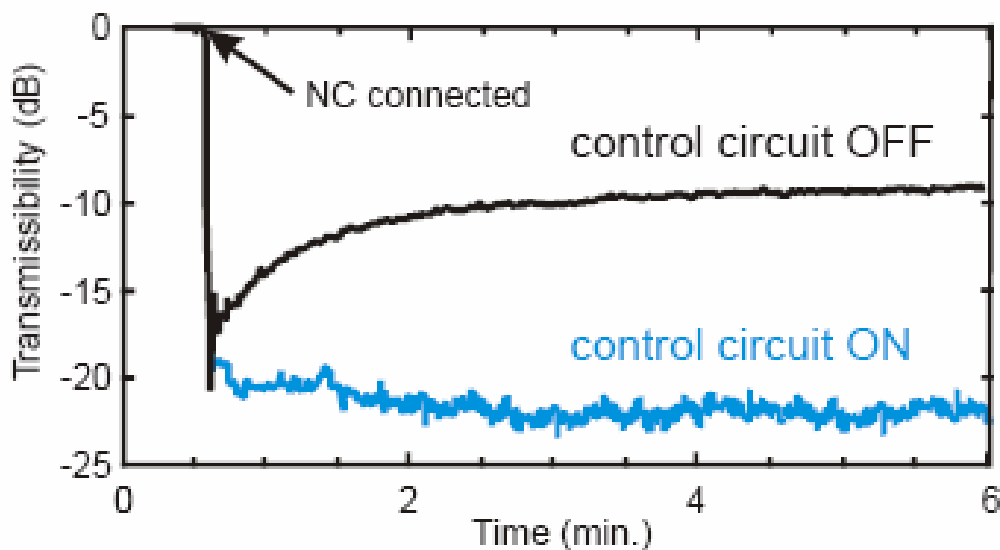
Jak bylo v diplomové práci uvedeno, správnost nastavení NC obvodu je značně závislá na změnách teploty prostředí. Pro demonstraci správné funkce elektroniky, kterou jsem v rámci této diplomové práce navrhnul, bylo provedeno měření časové závislosti přenosu TR (viz. kapitola 1.2) při zapnuté a při vypnuté řídicí části obvodu. Výsledek je zachycen na obrázku 2-18. Obrázek popisuje následující situaci:

Polohovací aktuátor měřicí soustavy generuje vstupní vibrace o frekvenci 0.6 kHz. V čase $t = 0\text{ s}$, kdy bylo měření započato, je vypnut NC obvod i řídicí obvod, který jej stabilizuje. Vidíme, že přenos vibrací v decibelech je nulový (vibrace nejsou tlumeny). V čase $t = 30\text{ s}$, byl k piezoelektrickému elementu připojen NC obvod, který byl správně naladěn řídicí částí obvodu a bylo tak dosaženo útlumu přenosu vibrací cca -20 dB . Bezprostředně poté byl řídicí obvod vypnut. Vlivem změn teploty v prostředí však došlo po uplynutí doby cca pěti minut k tomu, že nastavení přenosu zpětné vazby NC obvodu již není optimální a přenos vibrací za tuto dobu vzrostl o více než polovinu, cca na -9 dB . Popisovaný děj zachycuje černá křivka na obrázku 2-18.

Modrá křivka zachycuje situaci, kdy byla řídicí část po připojení NC obvodu k piezoelektrickému elementu zapnuta po celou dobu měření. Je zřejmé, že řídicí část obvodu dokáže správně reagovat na změny vlastností prostředí a dokáže měnit přenos zpětné vazby NC obvodu tak, aby bylo potlačení přenosu vibrací stále maximální.

Měření bylo provedeno počítačovým zpracováním signálů z akcelerometrů v měřicí soustavě (viz. obrázek 2-17). Jako rozhraní mezi měřicí soustavou a počítačem opět posloužila měřicí karta PCI-6221.

Z tohoto měření vyplývá, že problém metody PSD, který jsem uvedl ve třetím bodě úvodu této práce, je vyřešen.

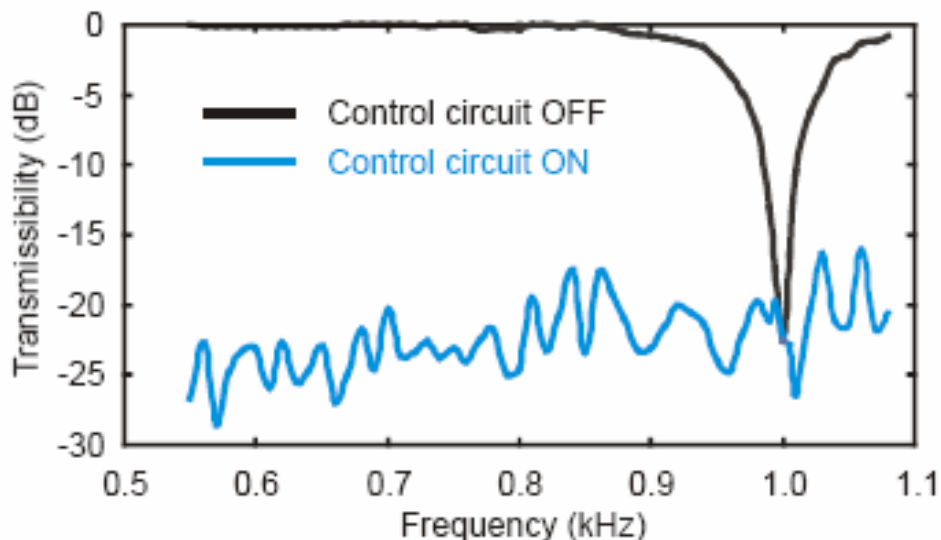


Obrázek 2-18 : Časová závislost přenosu vibrací při vypnutém a při zapnutém řízení NC obvodu [5]

2.4.2 Měření přenosu vibrací ve frekvenční oblasti

V úvodu práce jsem zmínil, že pomocí metody PSD je možné v současné fázi vývoje tlumit pouze jedinou frekvenci, na kterou je obvod naladěn. Tomuto popisu odpovídá černá křivka na obrázku 2-19. Obvod byl naladěn na tlumení vibrací o frekvenci 1 kHz. Při této frekvenci bylo dosaženo útlumu vibrací cca. -23 dB. Z obrázku vidíme, že při jakékoliv změně frekvence vstupních vibrací dochází k velmi strmému vzrůstu tohoto přenosu na 0 dB.

V případě zapnutého řídicího obvodu je však NC obvod přeladován takovým způsobem, že dokáže efektivně tlumit i přenos takových vstupních vibrací, jejichž frekvence se v čase mění. Systém byl proměřen v rozsahu frekvence vstupních vibrací 550 – 1100 Hz a byla naměřena závislost, která je popsána modrou křivkou na obrázku 2-19. Lze tedy říci, že se obvod dokáže automaticky naladit tak, aby efektivně tlumil vibrace o libovolně se měnící frekvenci vstupních vibrací ve zmíněném intervalu.



Obrázek 2-19: Frekvenční závislost přenosu vibrací při vypnutém a při zapnutém řízení NC obvodu [5]

Závěr:

Na základě nastudování uvedené literatury jsem se seznámil se způsobem tlumení přenosu vibrací pomocí obvodů s operačními zesilovači. Tyto vědomosti jsem si ověřil a prohloubil experimentálně. Seznámil jsem se s problematikou stabilizace metody PSD pomocí počítače a navrhnul stejně efektivní způsob stabilizace pomocí mikropočítače. V rámci této práce vznikla deska plošných spojů, na které je integrován NC obvod, dále řídicí obvod, který jej stabilizuje a konečně obvody pro přizpůsobení signálů vstupům mikroprocesoru. Systém pro potlačení přenosu vibrací, řízený zmíněnou elektronikou, je stabilní v celém frekvenčním pásmu vstupních vibrací a osobní počítač již není jeho nutnou součástí, což je jistě přínosem pro zavedení metody PSD do praxe. Byl odstraněn nedostatek, že obvod dokáže tlumit pouze jedinou frekvenci, na kterou je manuálně naladěn. Obvod se dokáže automaticky přeladit tak, aby tlumil efektivně přenos v rozsahu vstupních vibrací o frekvenci 550 – 1100 Hz. Velikost tohoto intervalu by bylo možné zvýšit v případě, že bychom zajistil frekvenční nezávislost, případně shodnou frekvenční závislost kladné a záporné zpětné vazby NC obvodu. Pravdou však zůstává, že je obvod schopen tlumit pouze jedinou frekvenci ze spektra obecného průběhu signálu vstupních vibrací. Právě v tomto bodě se nachází prostor pro další vývoj metody PSD. Provedl jsem měření přenosu vibrací v časové a frekvenční oblasti a prokázal tak funkčnost, smysl a význam stabilizace metody PSD pomocí mikropočítače.

Literatura

- [1] L. Raulímová: Návrh a realizace obvodu se zápornou kapacitou pro systém aktivního potlačení vibrací pomocí piezoelektrických materiálů, Diplomová práce, TU v Liberci 2006
- [2] Přednášky z předmětu Elektrické převodníky fyzikálních veličin
prof. Jaroslav Nosek
- [3] T. Sluka: Aktivní potlačování hluku a vibrací s využitím metody řízení elastických vlastností piezoelektrik, Teze disertační práce, TU v Liberci 2006
- [4] T. Sluka a P. Mokrý: Feedback control of piezoelectric actuator elastic properties in a vibration isolation system, *Ferroelectrics*, 2006 (preprint)
- [5] P. Mokrý, T. Sluka, M. Kodejška: On the vibration control using a piezoelectric actuator and a negative capacitor adjusted by a microprocessor, Technical University of Liberec 2007
- [6] T. Sluka (soukromé sdělení)
- [7] Atmel - *Katalogový list procesoru Atmel Atmega8*, [online], [cit. 23.03.07], dostupné z:
http://www.atmel.com/dyn/products/product_card.asp?part_id=2004
- [8] Lancos - *Schéma a informace o programátoru Pony Prog*, [online], [cit. 23.03.07], dostupné z: <http://www.lancos.com/prog.html>
- [9] Alan Kraus: návrhový systém Eagle – *Manuál k programu Eagle*, [online], [cit. 23.03.07], dostupné z:
<http://www.fm.vslib.cz/~kes/zip/profi/des/maneag.html#8>
- [10] Jiří Král: Základy programování jednočipových mikropočítačů v assembleru a v jazyku C, skripta pro SPŠE Rožnov pod Radhoštěm, 2006
- [11] Analog Devices – *katalogový list digitálního potenciometru AD8400*, [online], [cit. 23.03.07], dostupné z:
http://www.analog.com/en/prod/0,,761_797_AD8400%2C00.html

- [12] Punčochář, J., Operační zesilovače v elektrotechnice, 5. vydání, Praha, BEN – technická literatura, 2005, ISBN 80-7300-059-8

Seznam příloh

Příloha A – Reprint článku „On the vibration control using a piezoelectric actuator and a negative capacitor adjusted by a microprocessor“ publikovaného v Proceedings of the 16th International Symposium on Applications of Ferroelectrics, Nara, Japonsko (27-30 May 2007)

Příloha B – Program mikroprocesoru – pouze v interních výtiscích Ústavu mechatroniky a technické informatiky, FM TUL

Příloha C – Popis algoritmu řídicího obvodu – pouze v interních výtiscích Ústavu mechatroniky a technické informatiky, FM TUL

Příloha D – Soubory návrhu desky plošných spojů v Eagle (celé schéma zapojení + návrh desky plošných spojů) – pouze na přiloženém CD.

Příloha E – Katalogový list mikroprocesoru ATMEL Atmega8, soubor PDF – pouze na přiloženém CD.

Příloha F - Katalogový list digitálního potenciometru AD8400, soubor PDF – pouze na přiloženém CD.